Electronică

303 CIRCUITE ELECTRONICE

Teora



Titlul original: 303 Circuits

Distribuție

București: B-dul Al. I. Cuza nr. 39; tel./fax: 222.45.33
Sibiu: Șos. Alba Iulia nr. 40; tel.: 069/21.04.72; fax: 069/23.51.27
Bacău: Calea Mărășești nr. 5; tel./fax: 034/18.18.26

Teora – Cartea prin poștă

CP 79-30, cod 72450 București, România
Tel./Fax: 252.14.31

Teora

CP 79-30, cod 72450 București, România
Fax: 210.38.28

Șef redacție: Liliana Dăbuleanu
Coperta: Gheorghe Popescu
Director General: Teodor Răducanu

NOT 2366 TEH CIRCUITE ELECTRONICE, 303
ISBN 973-601-857-1
Printed in Romania

Cuvânt înainte

303 circuite electronice este cea mai recentă apariție din apreciata colecție a editurii *Elektor Electronics*, alcătuită din cărți ce se adresează împătimiților de electronică – în egală măsură profesioniștilor cât și amatorilor. La fel ca în precedentele lucrări din serie, și de această dată vi se oferă o cuprinzătoare colecție de idei practice, noi concepte și modernizări din electronică.

Acum, însă, spre deosebire de precedentele volume, cele *303 circuite electronice* sunt deja grupate în 11 secțiuni tematice, pentru a simplifica în mai mare măsură căutarea schemei electronice mult dorite.

În peste 300 de pagini, cartea *303 circuite electronice* vă pune la dispoziție: ✓ 32 de montaje din gama audio și Hi-Fi; ✓ 14 scheme cu utilizare la autovehicule sau biciclete; ✓ 43 de circuite din sfera calculatoarelor personale și a microprocesoarelor; ✓ 24 de montaje cu aplicabilitate în înaltă și foarte înaltă frecvență; ✓ 16 scheme reprezentând tot atâtea genuri de activități de amuzament și petrecere a timpului liber; ✓ alte 54 de circuite din seria de îmbunătățiri pentru uz casnic, inclusiv grădinărit; ✓ 29 de montaje de alimentatoare; ✓ 29 de scheme utile în echipamente de testare și măsurări; ✓ 9 circuite vizând domeniile TV și video; ✓ precum și alte 42 de idei noi de proiectare.

Elektor Electronics

Decodor Elektor

În această secțiune sunt explicate toate noțiunile, prescurtările și simbolizările, cât și alte notații, frecvent utilizate de Elektor.

Tipuri de semiconductoare

Prescurtările TUP – TUN, DUG – DUS se găsesc adeseori în montajele prezentate în Elektor. Ele se referă la tranzistoare și diode cu utilizare universală, care corespund din punct de vedere al datelor tehnice și se deosebesc doar prin forma capsulei și conexiunilor. Cerințele minime pentru TUP – TUN și DUG – DUS sunt sintetizate în tabelele I și II.

Exemple TUN:
BC 107 (–8, –9), BC 147 (–8, –9)
BC 207 (–8, –9), BC 237 (–8, –9)
BC 317 (–8, –9), BC 347 (–8, –9)
BC 547 (–8, –9), BC 171 (–2, –3)
BC 182 (–3, –4), BC 382 (–3, –4)
BC 437 (–8, –9), BC414

Exemple TUP:
BC 177 (–8, –9), BC 157 (–8, –9)
BC 204 (–5, –6), BC 307 (–8, –9)
BC 320 (–1, –2), BC 350 (–1, –2)
BC 557 (–8, –9), BC 251 (–2, –3)
BC 212 (–3, –4), BC 512 (–3, –4)
BC 261 (–2, –3), BC 416

Exemple DUG:
OA 85, OA 91, OA 95, AA 116

Exemple DUS:
BA 127, BA 217, BA 317,
BAY 61, 1 N 914, 1 N 4148

Tabelul I
Cerințe minime pentru TUP și TUN

$U_{CEO\,max}$	20 mV
$I_{C\,max}$	100 mA
$h_{FE\,min}$	100
$P_{tot\,max}$	100 mW
$f_{T\,min}$	100 MHz

Tabelul II
Cerințe minime pentru DUG și DUS

	DUG	DUS
$U_{R\,max}$	20 V	25 V
$I_{F\,max}$	35 mA	100 mA
$I_{R\,max}$	100 μA	1 μA
$P_{tot\,max}$	250 mW	250 mW
$C_{D\,max}$	10 pF	5 pF

Multe dispozitive semiconductoare echivalente au simboluri diferite. Pentru a evita dificultățile de procurare a unui tip special, s-a utilizat în Elektor, în măsura posibilităților, o simbolizare universală. Ca exemplu, poate servi circuitul integrat IC 741: 741 înseamnă:
μA 741, LM 741, MC 741, MIC 741, RM 741, SN 72741 etc.

Valorile rezistențelor și capacităților

Simbolizarea valorilor rezistențelor și capacităților se face fără virgulă, conform codului de notare internațională:

p (pico)	$= 10^{-12}$	k (kilo)	$= 10^{3}$
n (nano)	$= 10^{-9}$	M (mega)	$= 10^{6}$
µ (micro)	$= 10^{-6}$	G (giga)	$= 10^{9}$
m (mili)	$= 10^{-3}$		

Câteva exemple de simbolizare a valorilor rezistențelor și capacităților:

3k9 = 3,9 kΩ = 3900 Ω

0Ω33 = 0,33 Ω

PTC – termistor cu coeficient de temperatură pozitiv

NTC – termistor cu coeficient de temperatură negativ

LDR – fotorezistență

VDR – varistor

4p7 = 4,7 pF

5n6 = 5,6 nF

4µ7 = 4,7 µF

Puterea disipată a rezistențelor este de 1/4 watt (în cazul în care nu este specificată altă valoare).

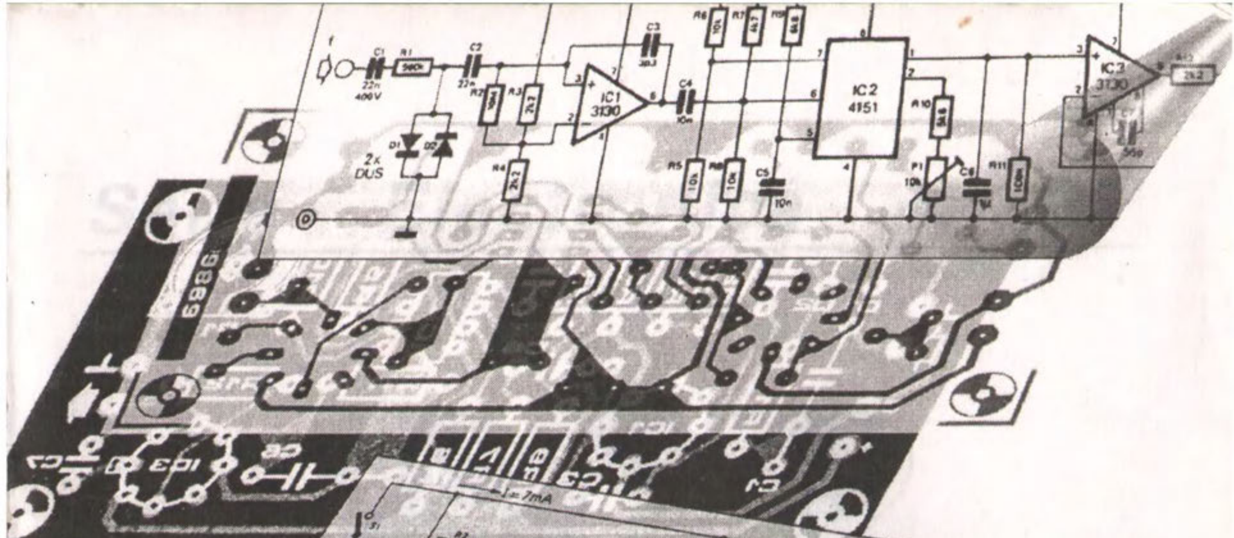
Tensiunea de străpungere a condensatoarelor cu folie trebuie să fie cu circa 20% mai mare decât tensiunea de lucru a montajului.

Redarea tensiunilor continue

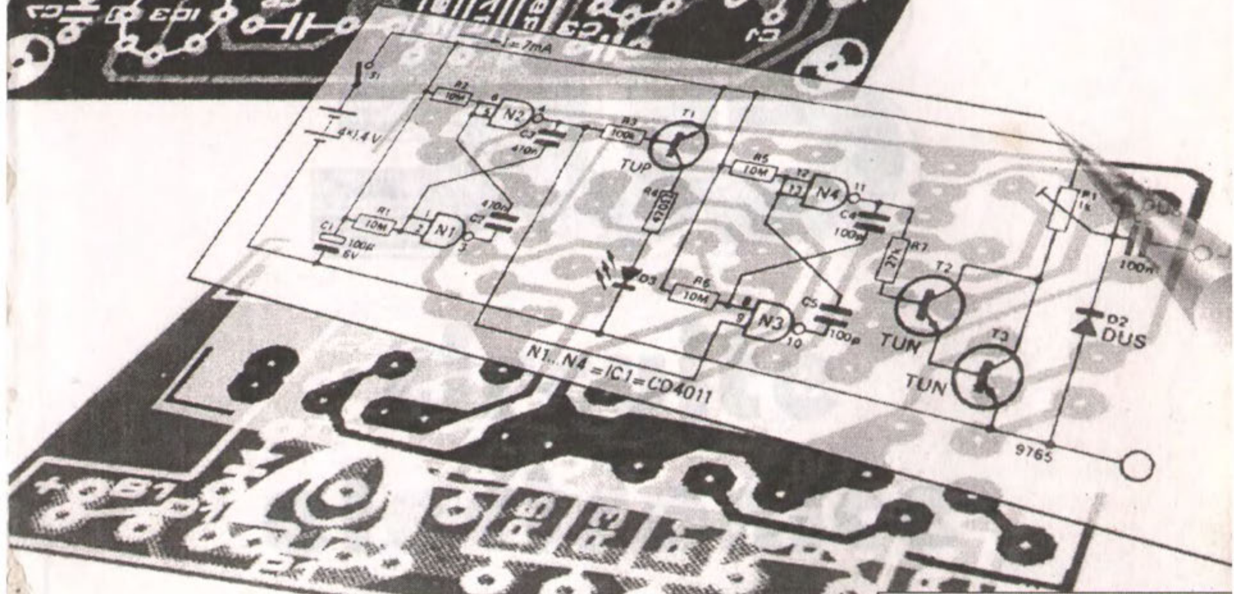
Tensiunile continue date într-un montaj trebuie considerate valori orientative, valorile măsurate putând diferi cu ±10%. (Aparatul de măsură trebuie să aibă o rezistență internă ≥ 20 kΩ / V.)

Indicații pentru cei ce-și construiesc singuri montajele:

1. La aparatele construite de dvs., utilizați numai carcase din material plastic. Prin aceasta, toate părțile constructive conducătoare de electricitate sunt protejate mai sigur contra atingerilor.
2. Când, în cazul unor situații speciale, este recomandată o caracasă metalică (de exemplu, carcasele ecran la montajele ÎF), atunci aceasta trebuie să fie totdeauna legată la masă.
3. Toate racordurile la 220 V, ca și toate celelalte puncte în care tensiunea alternativă depășește 42 V, iar cea continuă 60 V, trebuie să fie izolate sigur contra atingerii.
4. Cablul de rețea trebuie asigurat contra smulgerii, cu o brățară fixată în interiorul carcasei. Prin aceasta, el nu mai poate fi smuls accidental din conexiunile transformatorului. În nici un caz nu este permisă simpla introducere a cablului în carcasă printr-un orificiu. Pentru a se evita deterioarea cablului, marginea orificiului trebuie prevăzută neapărat cu un manșon de cauciuc. Această măsură este obligatorie la toate carcasele metalice.

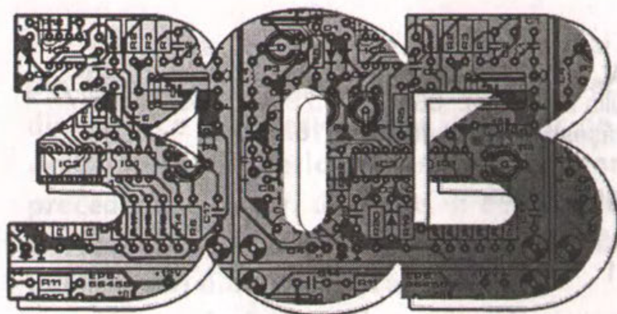


IC1
3130
IC2
4151
IC3
3130
2x
DUS



I = 7mA
4x1,4V
TUP
TUN
TUN
DUS
N1...N4 = IC1 = CD4011
9765

Seria Electronică Nr. 29



circuite electronice

BIBLIOTECA
PERSONALA....

Traducere din limba engleză
de Loreley-Cristine Buchholtzer

Teora

001 Comutator de rețea comandat audio

Deseori, este util ca echipamentele audio sau video să fie oprite automat, după o perioadă în care nu a existat nici un semnal de intrare.

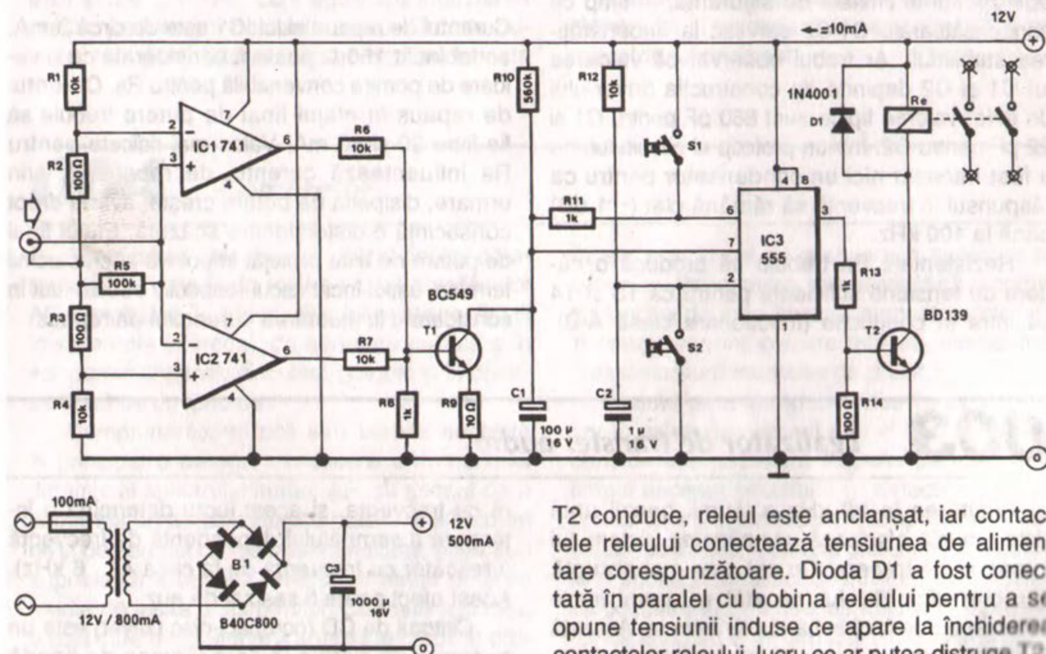
Funcționarea comutatorului pornit-oprit într-un astfel de echipament este preluată de comutatorul notat S2 în schema alăturată. Prin intermediul lui S1 rămâne și posibilitatea comutării manuale. Întreruperea automată are loc dacă nu a existat nici un semnal de intrare timp de circa 2 minute: această întârziere permite introducerea unei alte casete sau înregistrări în aparatul respectiv.

Intrarea audio în circuitul propus poate fi preluată de la ieșirea unui televizor, amplificator sau a oricărui alt aparat conectat. Intrarea de masă este menținută la +6 V, în raport cu masa circuitului, prin divizorul de tensiune R1-R2-R3-R4. Cele două circuite integrate 741 sunt în configurație de comparator: ieșirea lui IC1 trece în stare logică „sus" când semnalul de intrare devine mai mare decât +50 mV, în timp ce ieșirea lui IC2 trece în stare „sus" când semnalul de intrare devine mai negativ decât -50 mV. Rezistențele R6, R7 și R8 formează o poartă SAU care comandă tranzistorul T1. Dacă ieșirea fie a lui IC1, fie a lui IC2 este „1" logic, T1 conduce.

Circuitul integrat 555 lucrează ca un monostabil retriggerabil, a cărui perioadă este determinată de R10 și C1. Circuitul este basculat când pinul 2 este pus la masă prin închiderea lui S2. Ieșirea lui, pinul 3, rămâne, în această situație, în starea „sus" timp de 1 sau 2 minute, în funcție de curentul de pierderi al circuitului integrat 555. Monostabilul se resetează singur imediat ce tensiunea la bornele lui C1 depășește o anumită valoare. Atâta timp cât există un semnal de intrare în circuit, T1 conduce și C1 rămâne descărcat. Imediat ce semnalul audio încetează, T1 se blochează și C1 se încarcă până ce tensiunea la bornele lui este suficientă pentru a reseta integratul 555. Monostabilul poate fi resetat și prin închiderea lui S1, prin care pinul 6 al circuitului 555 este conectat la +12 V.

Când IC3 este resetat, C1 se descarcă prin pinul 7 al acestui circuit integrat. Rezistența R11 servește ca protecție, deoarece, fără aceasta, T1 ar putea scurtcircuita bornele de alimentare.

Când ieșirea lui IC3 trece în starea „sus",



T2 conduce, releul este anclanșat, iar contactele releului conectează tensiunea de alimentare corespunzătoare. Dioda D1 a fost conectată în paralel cu bobina releului pentru a se opune tensiunii induse ce apare la închiderea contactelor releului, lucru ce ar putea distruge T2.

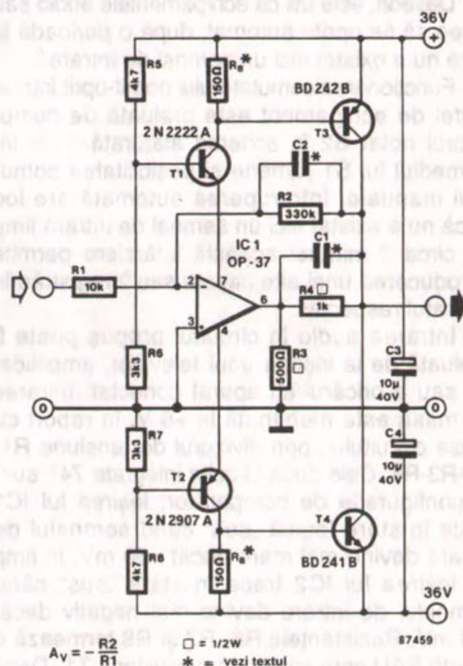
002 Comandă pentru canal audio

Amplificatoarele operaționale integrate nu sunt întotdeauna potrivite pentru aplicațiile în care, pentru a comanda o impedanță relativ mică ($Z = 50 \div 600\ \Omega$), este necesar un nivel ridicat al semnalului ($U_0 \leq 10\ V_{ef}$). Amplificatorul descris aici este perfect adaptabil ca linie de comandă cu nivel dinamic ridicat, ca buffer de putere în sistemele de adresare publică sau ca amplificatoare de distribuție în audiofrecvență.

Amplificatorul de intrare al driver-ului de linie este un amplificator operațional cu zgomot mic tip OP-37, produs de PMI. Acesta asigură pentru driver-ul de linie următoarele caracteristici tehnice: $U_0 = 70\ V_{vv}$ maximum; $I_0 = 400\ mA_{vv}$ max., $D_{tot} = 0{,}01\%$ la $U_0 = 10\ V_{ef}$, $Z_L = 50\ \Omega$ și S/N (raportul semnal / zgomot) ≥ 90 dB.

Regulatoarele T1-T2 scad tensiunea de alimentare pentru OP-37 la ±15 V. Etajul complementar de ieșire este format de T3-T4. Amplificatorul are un circuit standard de reacție negativă R1-R2, ceea ce are drept rezultat o amplificare în tensiune $A_v = -(R2 / R1)$. Reacția locală formată din R3-R4 a fost inclusă pentru menținerea tensiunii de ieșire a amplificatorului operațional în limitele de siguranță, în timp ce condensatoarele C1-C2 servesc la îmbunătățirea stabilității. Ar trebui observat că valoarea lui C1 și C2 depinde de construcția driver-ului de linie: valorile tipice sunt 680 pF pentru C1 și 22 pF pentru C2. Într-un prototip al circuitului, nu a fost necesar nici un condensator pentru ca răspunsul în frecvență să rămână plat (± 1 dB) până la 100 kHz.

Rezistențele R_B trebuie să producă o cădere de tensiune suficientă pentru ca T3 și T4 să intre în conducție (funcționare clasă A-B).

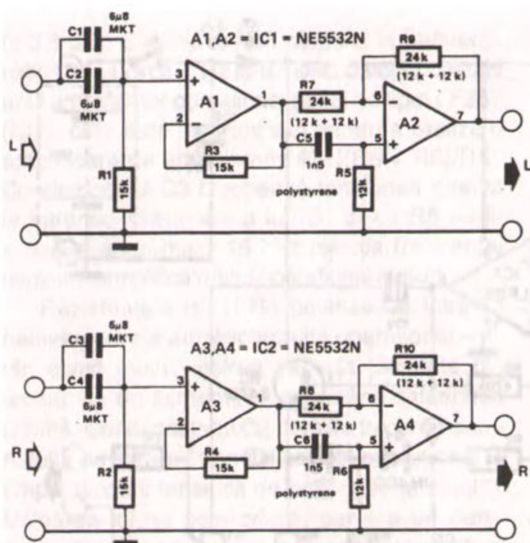


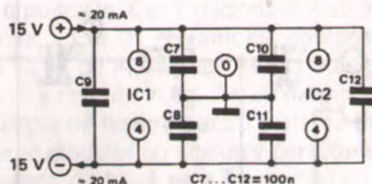
Curentul de repaus al lui IC1 este de circa 3 mA, astfel încât 150 Ω poate fi considerată ca o valoare de pornire convenabilă pentru R_B. Curentul de repaus în etajul final de putere trebuie să fie între 20 și 50 mA. Valori mai ridicate pentru R_B influențează curentul de repaus și, prin urmare, disipația de putere crește, având drept consecință o distorsionare scăzută. Etajul final de putere nu este protejat împotriva suprasarcinii termice, astfel încât riscul respectiv trebuie luat în considerare la ajustarea curentului de repaus.

003 Egalizator de transfer audio

Limitarea la 20 kHz a lățimii benzii unui sistem audio afectează comportarea sistemului în banda de trecere. Cu cât este mai abruptă caracteristica filtrului, cu atât este mai mare schimbarea de fază în banda de trecere. Această schimbare de fază se află într-o relație neliniară cu frecvența, și acest lucru determină o întârziere a semnalului dependentă de frecvență (crescător cu frecvența de la circa 4 ... 6 kHz). Acest efect poate fi sesizat de auz.

Cititorul de CD (compact-disc player) este un exemplu de sistem în care lățimea de bandă





a fost limitată în acest fel. În special aparatul de redare a CD-urilor tip Sony și similarele sale sunt afectate de existența unui timp de transfer dependent de frecvență. Sistemele Philips (și derivatele Philips) nu prezintă acest efect.

Efectul poate fi anulat prin introducerea unei întârzieri în timpul de transfer al frecvențelor sub 4 ... 6 kHz, care egalează întârzierea practic pe întregul domeniu audio. Cu alte cuvinte, transferul tuturor frecvențelor audio este realizat cu aceeași viteză, așa cum ar trebui.

O astfel de întârziere este realizată de schimbătorul de fază A2 (canalul din stânga) și A4 (canalul din dreapta) din figura alăturată. Întârzierea maximă pentru cele mai scăzute frecvențe este:

$2 \cdot R5 \cdot C5 = 2 \cdot R6 \cdot C6 = 36\ \mu s$

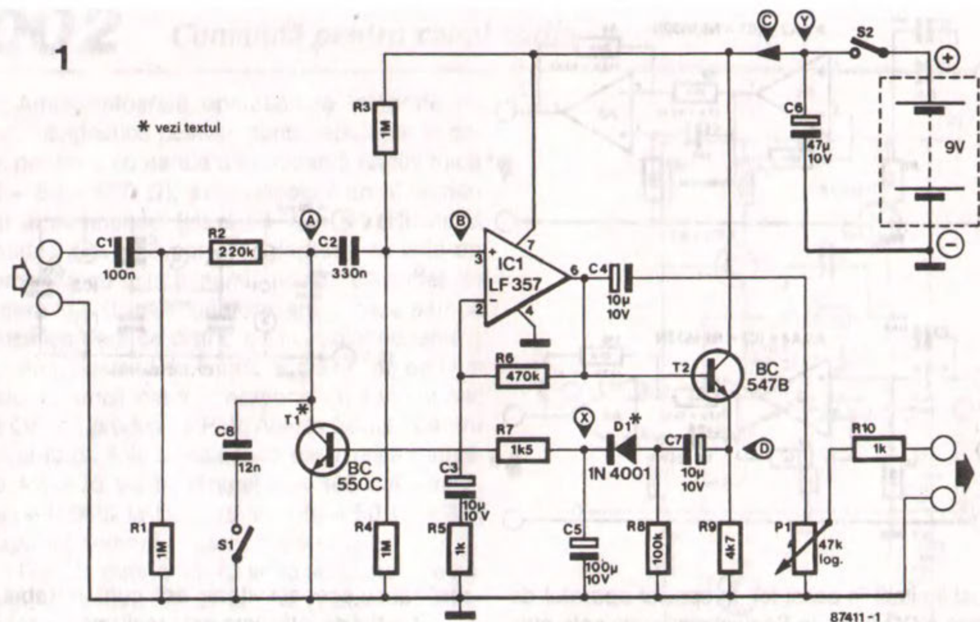
Circuitul este conectat între ieșirea CD player-ului și intrarea AUX, sau de CD, a amplificatorului principal.

004 Compresor

Acest circuit versatil este utilizat pentru creșterea puterii medii de ieșire a unui amplificator AF. Simplitatea lui îl face utilizabil pentru aplicații în sistemele intercom, de adresare publică și în echipamente pentru discoteci, precum și în diverse tipuri de emițătoare.

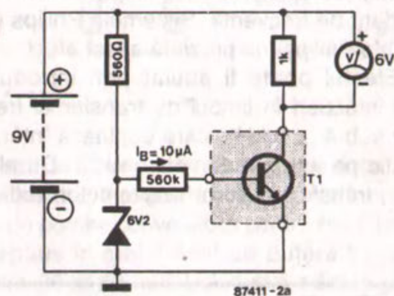
Comprimarea muzicii sau vorbirii necesită în principal o oarecare reducere a domeniului dinamic al spectrului intrării AF, cu scopul de a comanda un amplificator de putere în AF cu un nivel de semnal cât se poate de stabil, chiar sub suprasarcina admisă, crescând astfel puterea medie de ieșire a sistemului. Cu toate acestea, o oarecare distorsionare apare inevitabil în procesul de amplificare a sunetelor de intrare relativ slabe și în cel de atenuare a sunetelor mai puternice. Prin urmare, este evident că și comanda funcției de amplificator / atenuator determină în compresor, într-o mare măsură, tocmai mărimea distorsiunii introduse de circuit.

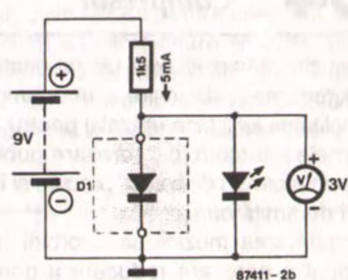
Înainte de a introduce orice tip de compresor în calea de semnal AF, ar trebui acordată considerația necesară *timpului de atac*, adică timpul necesar circuitului să detecteze și să se opună unei creșteri bruște în amplitudine a semnalului de intrare. Conform preferințelor personale și tipului semnalului de intrare (vorbire, muzică populară etc.), timpul de atac al compresorului este cuprins în general între 0,5 și 5 ms. *Timpul de revenire* al compresorului este timpul



de care are nevoie circuitul să revină la parametrii existenți înainte să fi avut loc creșterea amplitudinii. Opus timpului de atac, timpul de revenire este în mod obișnuit de ordinul secundelor. Dacă este prea mic, funcționarea compresorului ca atenuator poate determina interferența cu cele mai joase componente din spectrul frecvenței. Pe de altă parte, un timp de revenire prea lung (10 ÷ 15 s) nu este nici el de dorit, pentru că va determina un efect de ireal și neplăcut pentru sunetul de ieșire, care va înceta complet mult timp după creșterea amplitudinii semnalului amplificat de la intrare. În practică, timpul de revenire al unui compresor va trebui adaptat pentru a îndeplini cerința semnalului specific de intrare; în general, vorbirea, în comparație cu muzica, necesită un timp de revenire mai lung. Unele compresoare au o rezervă pentru fixarea timpului de revenire, dar cel propus aici este un tip autoreglabil, adică permite schimbarea automată a timpului de revenire, în funcție de amplitudinea momentană a semnalului de intrare.

În fig. 1 este dată schema circuitului pentru acest compresor. În ciuda simplității sale, circuitul răspunde adecvat unui mare număr de cerințe contradictorii. Conform caracteristicilor sale dinamice, un semnal de intrare ce variază





între 25 mVvv și 20 Vvv (≥ 58 dB) este comprimat într-un semnal de ieșire variind între 1,5 Vvv și 3,4 Vvv (≥ 7,1 dB). Pentru o variație a semnalului extrem de mică, de exemplu de la 25 mVvv la 2,5 Vvv (≥ 40 dB), semnalul de ieșire comprimat variază de la 1,5 Vvv la 2,25 Vvv

(≥ 3,5 dB). Circuitul are un răspuns în frecvență extins de la circa 7 Hz la 67 kHz, datorită utilizării unui amplificator operațional rapid, de tipul LF357 (IC1), care este introdus aici pentru a realiza o amplificare de aproximativ 471[(R6 + R5)/R5]. Condensatorul C3 blochează tensiunea directă la intrarea inversoare a lui IC1 și cu R5 se fixează la aproximativ 16 kHz rejecția frecvenței minime a amplificatorului operațional individual.

Rezistențele R3 și R4 polarizează intrarea neinversoare a amplificatorului operațional – și, din acest motiv, ieșirea sa – la jumătate din tensiunea de alimentare, asigurând liniaritatea optimă. Condensatorul C2 permite trecerea semnalului de intrare în amplificatorul operațional în timpul blocării tensiunii de polarizare la pinul 3. Valoarea lui nu este critică, dar are un oarecare efect în răspunsul la joasă frecvență al compresorului. Partea de atenuator din acest circuit este formată în principal din R2 și T1. Colectorul acestui tranzistor este menținut la 0 V cu ajutorul lui R1 și R2. În acest mod, T1 este întotdeauna adus în domeniul său de saturație, iar joncțiunea sa colector-emitor lucrează ca o rezistență variabilă comandată în curentul aplicat pe bază. Cu cât este mai mare acest curent, cu atât este mai mică rezistența c-e, iar atenuarea instantanee a semnalului aplicat lui IC1 este mai mare. Redresorul de comandă este compus din D1-C5-R7. Tranzistorul T2 funcționează atât pentru a asigura curentul de încărcare pentru C7, cât și pentru a elimina distorsiunea creată astfel prin încărcarea prea mare a ieșirii lui IC1. Tensiunea redresată de la bornele lui C5 este o măsură directă a amplitudinii semnalului de ieșire și a polarizării ulterioare a bazei lui T1, care reglează atenuarea, așa cum s-a descris anterior. Utilizarea unei diode cu o rezistență internă scăzută, D1, și a unui etaj de separare, T2, asigură încărcarea rapidă și descărcarea lentă a lui C5 și astfel un timp de atac scurt și, respectiv, un timp de revenire lung. Cum C5 este descărcat prin R7 și rezistența bazei lui T1, timpul de revenire al compresorului este produsul valorilor acestor trei componente. Când polarizarea bazei este micșorată, rezistența bazei lui T1 crește, mărind timpul de revenire. Acest lucru este caracteristica cea mai utilă, în special pentru semnalele reprezentând vorbirea.

Ieșirea amplificatorului operațional este conectată la C4-P1-R10, care asigură izolarea în c.c. și reglajul nivelului.

Se pot combina cu ușurință două compresoare pentru a obține o versiune stereo, prin alimentarea lor la o baterie comună și conectând punctele X și Y (niciodată X cu Y !). În acest caz, T1 și D1 din ambele compresoare trebuie să fie de același tip, pentru a asigura o funcționare optimă. În fig. 2 sunt date două circuite simple de testare pentru sortarea tranzistoarelor și diodelor cu aceleași caracteristici în c.c. Metoda de bază este de a porni cu notarea indicației voltmetrului pentru o componentă anume și apoi să se caute un tip compatibil dintr-un lot disponibil, prin introducerea componentelor până ce se găsește una care dă exact tensiunea de test notată. În circuitul pentru verificarea diodei, LED-ul se aprinde pentru a indica absența sau conectarea inversă a diodei testate.

A = 0 V
B = +4,5 V
C = 6 mA
D = 3,9 V

Toate valorile sunt tipice și cu toleranța de 10%.

Toate tensiunile sunt măsurate față de masă cu un voltmetru numeric (Z_{in} = 1 MΩ).

S-a prevăzut utilizarea circuitului și ca supresor de zgomot. Din fig. 1 se observă că prin închiderea lui S1 se conectează C8 în paralel cu tranzistorul regulator pentru a realiza un filtru trece-jos împreună cu R1 și R2. Frecvența de tăiere a acestui filtru trece-jos este dependentă de curentul ce trece prin baza lui T1. Efectul total astfel obținut este o eliminare a zgomotului din pauzele programului. Pentru pasajele mai puternice, suprimarea zgomotului nu este atât de importantă deoarece atunci este practic insesizabil.

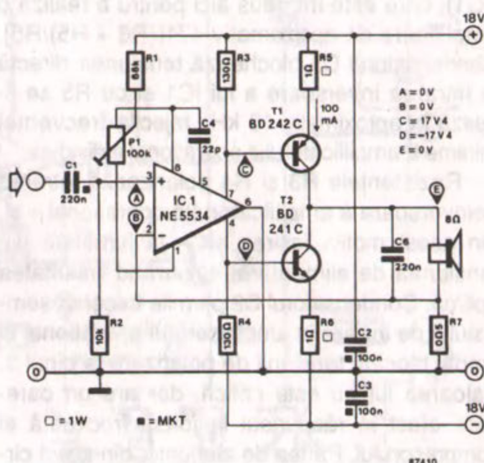
În sfârșit, când se utilizează acest compresor, trebuie să vă asigurați că amplificatorul dumneavoastră are o posibilitate mare de răcire, deoarece el poate funcționa continuu la valoarea maximă a puterii lui. Din același motiv se verifică și dacă difuzoarele pot suporta puterea disponibilă.

005 *Amplificator AF comandat în curent*

Majoritatea amplificatoarelor moderne de putere în AF comandă difuzorul (difuzoarele) cu o tensiune care este pur și simplu cu un factor fix mai mare decât tensiunea de intrare. Prin urmare, este destul de evident că puterea generată de astfel de amplificatoare este invers proporțională cu impedanța difuzorului, atâta timp cât deplasarea membranei difuzorului este dependentă în principal de curentul ce străbate bobina audio, a cărei impedanță poate varia considerabil în domeniul de frecvență semnificativ. În sistemele cu mai multe difuzoare, această dificultate este depășită prin dimensionarea corespunzătoare a filtrului trece-bandă, dar, în cazul în care este numai un difuzor, este necesară o soluție diferită.

Acest amplificator se bazează pe reacția în curent pentru a se asigura că prin bobina audio curentul urmărește semnalul de intrare. Curentul prin bobina audio și prin R7 generează o tensiune pe rezistență. Prin aplicarea acestei tensiuni de referință la intrarea inversoare a lui IC1 este creată o buclă de reacție negativă. Amplificarea totală a circuitului depinde de raportul dintre impedanța difuzorului, Z_L, și valoarea lui R7. În cazul de față, amplificarea este de 16 ori ($Z_L/R7 = 8 / 0,5 = 16$).

Conectarea la masă a ieșirii amplificatorului operațional este puțin neobișnuită, dar permite obținerea curentului de bază pentru tranzistoarele de ieșire T1-T2 de la liniile de alimentare, mai degrabă decât de la amplificatorul operațional. Condensatorul C6 are rolul de fixare a frecvenței de rejecție la circa 90 kHz.



Curentul de repaus al amplificatorului este de ordinul a 50 ÷ 100 mA pentru funcționarea în clasă A și este determinat de R3-R4 și R5-R6. Tranzistoarele de putere complementare trebuie să fie de tipuri riguros egale, pentru a evita creșterea destul de mare a curenților (și a tensiunilor) de offset. Pentru obținerea echilibrării corecte a etajului final de putere ar putea fi necesară o oarecare redimensionare fie a lui R3, fie a lui R4. Curentul de emitor al lui T1 și T2 este aproximativ 500 mA când amplificatorul este complet comandat.

Distorsiunile armonice ale acestui amplificator sunt mai mici de 0,01% pentru P_o = 6,25 W și U_b = ±18 V.

Bibliografie: *Texas Instruments Linear Applications.*

006 *Selector audio digital*

Semnalele audio pot fi comutate digital cu ajutorul unor comutatoare analogice CMOS sau cu multiplexoare. Deși pare simplu, există totuși o pierdere inevitabilă a calității sunetului, din cauza naturii zgomotului din comutatoarele CMOS. Mai mult, rezistența internă mare a acestor dispozitive împreună cu capacitățile parazite mari existente în circuitele CMOS determină o susceptibilitate ridicată la diafonie. Circuitul dat aici este o modalitate nouă de a selecta numeric un semnal audio din zece, fără nici unul din neajunsurile anterioare.

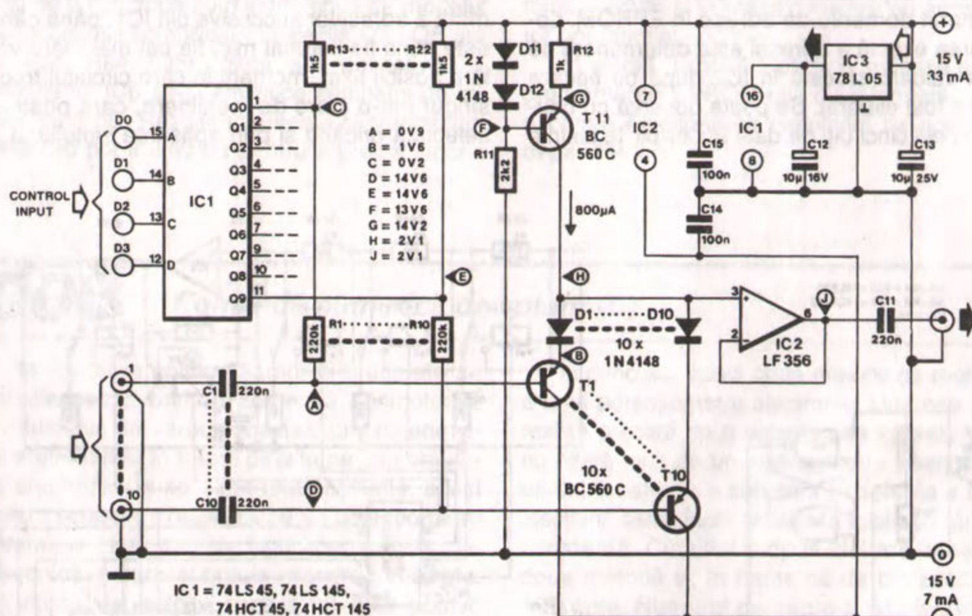
Așa cum se poate vedea din schema circuitului, cele zece semnale de intrare, numerotate 1 ÷ 10, sunt aplicate pe bazele tranzistoarelor T1 ÷ T10, prin condensatoarele C1 ÷

C10. Tensiunile de polarizare pentru tranzistoare sunt obținute cu ajutorul rezistențelor R1 ÷ R10. În funcție de starea binară aplicată lui IC1, una dintre ieșirile acestuia, Q0 ÷ Q9, trece în stare „jos". De exemplu, în cazul în care codul de intrare este 0010, Q2 trece în stare „jos", ducând baza lui T3 la 0 V, în timp ce bazele tuturor celorlalte tranzistoare sunt ridicate la aproape +15 V. Prin urmare, T3 lucrează ca repetor pe emitor, în timp ce celelalte tranzistoare sunt efectiv polarizate invers. Bara de ieșire a seriei de tranzistoare este conectată la repetorul de tensiune IC2, care generează semnalul de ieșire al selectorului numeric audio.

Stabilizatorul de tensiune IC3 este necesar numai dacă nu este accesibilă o bară de +5 V. Dacă numărul de canale necesare pentru o aplicație particulară este mai mic de 10, componentele respective pot fi omise. Dacă este necesară o facilitate de blocare a sunetului, o intrare se scurtcircuitează pur și simplu la masă pentru a întrerupe total ieșirea selectată a canalului corespunzător.

Acest circuit poate suporta semnale de intrare de până la 4 Vef. Distorsiunile totale nu depășesc 0,01% pentru frecvențe până la 20 kHz. Diafonia apărută în circuit este mai mică de –80 dB. Această valoare poate fi atinsă având grijă la realizarea practică a cablajului circuitului, prin decuplarea barelor de tensiune (se plantează C14 și C15 direct pe pinii corespunzători ai amplificatorului operațional), precum și utilizând componente de calitate bună.

Valorile de măsură indicate în schema circuitului au fost obținute pe un prototip. Toate tensiunile sunt măsurate față de masă, cu ajutorul unui voltmetru digital (Z_{in} = 1M0). A fost selectat canalul numărul 1.



007 *Comandă digitală pentru volum (I)*

Acest circuit potențiometric digital este o schemă hibridă, analogică și numerică, ce oferă o atenuare programabilă comandată prin buton, precum și conversia impedanței de la valoare mare la valoare mică prin intermediul unui singur dispozitiv activ. Zgomotul numeric este eliminat pe cât de mult posibil prin izolația galvanică a părții analogice și digitale din atenuatorul de

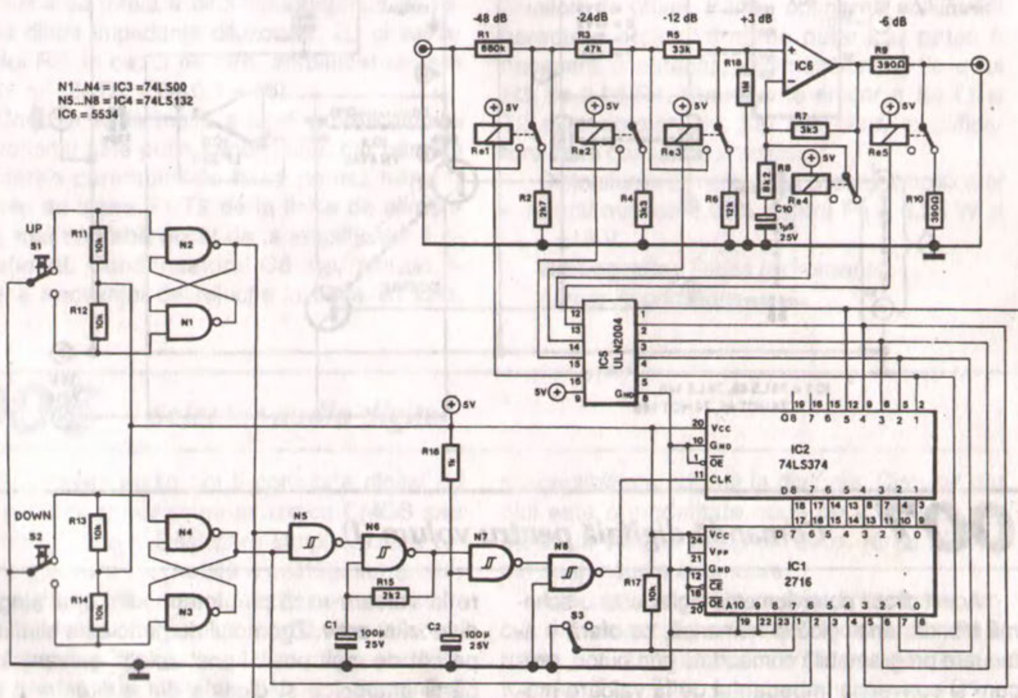
intrare. Partea principală a secțiunii de comandă numerică este un EPROM tip 2716, care poate fi programat fie ca în tabelul 1, fie după cerințe particulare, așa cum va fi detaliat în continuare. La conectare, bistabilele de comutare N1-N2 și N3-N4 forțează niveluri logice „jos" la liniile de adrese A5 și, respectiv, A6 ale EPROM-ului, selectând un domeniu de adrese programat care furnizează codificarea numerică, adică fixarea volumului inițial. Circuitul R-C format din R16-C2 determină porțile N7 și N8 să genereze un impuls de tact pentru IC2, care memorează cuvântul de 8 biți de la IC1, transmite această informație la driver-ul IC5 și determină astfel care releu (relee) este / sunt anclanșat/e, fixând astfel atenuarea înainte ca semnalul AF să fie aplicat amplificatorului operațional IC6. Apăsarea lui S1 (sus) sau S2 (jos) are ca efect trecerea în stare „jos" a liniilor de adrese corespunzătoare A5 sau A6, selectând un anumit domeniu de adrese în EPROM. Localizarea exactă a adresei este determinată de ultima valoare stocată în IC2 după ce fiecare buton a fost eliberat. Se poate observa cu ușurință că cei cinci biți de date accesibili la ieșirile

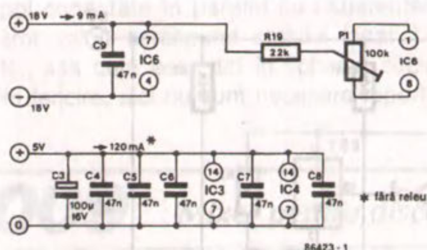
Tabel 1

0000	00	01	02	03	04	05	06	07	08	09	0A	0B	0C	0D	0E	0F
0010	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	1A	1B	1C	1D	1E	1F
0020	00	00	01	02	03	04	05	06	07	08	09	0A	0B	0C	0D	0E
0030	0F	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	1A	1B	1C	1D	1E
0040	01	02	03	04	05	06	07	08	09	0A	0B	0C	0D	0E	0F	10
0050	11	12	13	14	15	16	17	18	19	1A	1B	1C	1D	1E	1F	1F
0060	0E	0E	0E	0E	0E	0E	0E	0E	0E	0E	0E	0E	0E	0E	0E	0E
0070	0E	0E	0E	0E	0E	0E	0E	0E	0E	0E	0E	0E	0E	0E	0E	0E
0080	00	01	02	03	04	05	06	07	08	09	0A	0B	0C	0D	0E	0F
0090	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	1A	1B	1C	1D	1E	1F
00A0	00	00	00	01	02	03	04	05	06	07	08	09	0A	0B	0C	0D
00B0	0E	0F	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	1A	1B	1C	1D
00C0	02	03	04	05	06	07	08	09	0A	0B	0C	0D	0E	0F	10	11
00D0	12	13	14	15	16	17	18	19	1A	1B	1C	1D	1E	1F	1F	1F
00E0	0E	0E	0E	0E	0E	0E	0E	0E	0E	0E	0E	0E	0E	0E	0E	0E
00F0	0E	0E	0E	0E	0E	0E	0E	0E	0E	0F	0F	0F	0F	0F	0F	0F

Q1 ... Q5 ale lui IC2 permit 32 (2^5) de fixări potențiometrice simulate.

Secțiunea de comandă numerică a fost proiectată să ofere o funcționare cu autorepetare când oricare dintre butoanele de comandă în trepte este menținut apăsat; poarta oscilator N6 generează atunci un tren de impulsuri de tact pentru N7-N8 și astfel permite scanarea automată a adreselor succesive din IC1, până când este atins fie cel mai mic, fie cel mai mare volum posibil fixat, moment în care circuitul trece singur într-o stare de menținere, care poate fi selectată oricând și prin apăsarea simultană a





butoanelor „sus" și „jos".

S3 permite utilizatorului să selecteze un alt bloc de adrese, programat cu un alt grup de trepte de volum; circuitul dat, pentru datele din Tabelul 1, permite pași de 3 dB.

Secțiunea analogică a circuitului conține în principal un atenuator comandat de releu, cu patru sectoare, compus din rețele de rezistențe, pentru a obține o atenuare a semnalului cu pași de 3 dB, după cum este impus de modelul bitului cel mai semnificativ la ieșirile Q1...Q5 ale lui IC2. Re4 (Q5), dacă s-a dezactivat, îi permite lui IC6 să-și amplifice semnalul de intrare cu 3 dB. Rezistența internă și combinația de acord pot fi utilizate pentru a prelua funcția lui C10, deoarece acesta din urmă ar trebui să fie de tipul cu folie, cu stabilitate mare, care poate fi destul de dificil de procurat. Ambele alternative de circuit funcționează ca supresoare de zgomot de comutare când se pășește peste domeniul disponibil al setărilor de volum. Semireglabilul, dacă este utilizat, trebuie să fie fixat pentru tensiune de offset zero la pinul 6 al amplificatorului operațional; C10 se înlocuiește cu un scurtcircuit.

Se recomandă utilizarea tipurilor de relee miniatură DIL pentru pozițiile Re1 ... Re5, iar toate rezistențele din atenuator sunt, de preferință, cu toleranță strânsă (1%), tipuri cu stabilitate mare. Trebuie remarcat, de asemenea, că tensiunile de alimentare pentru secțiunile analogică și numerică sunt ținute la distanță și decuplate, pentru a preîntâmpina astfel introducerea impulsurilor de comutare și a interferenței numerice în secțiunile sensibile ale atenuatorului, precum și în etajul de ieșire cu amplificator operațional.

În sfârșit, Tabelul 1 oferă o sugestie pentru programarea EPROM-ului cu informații pentru a obține funcționarea circuitului ca aparat independent.

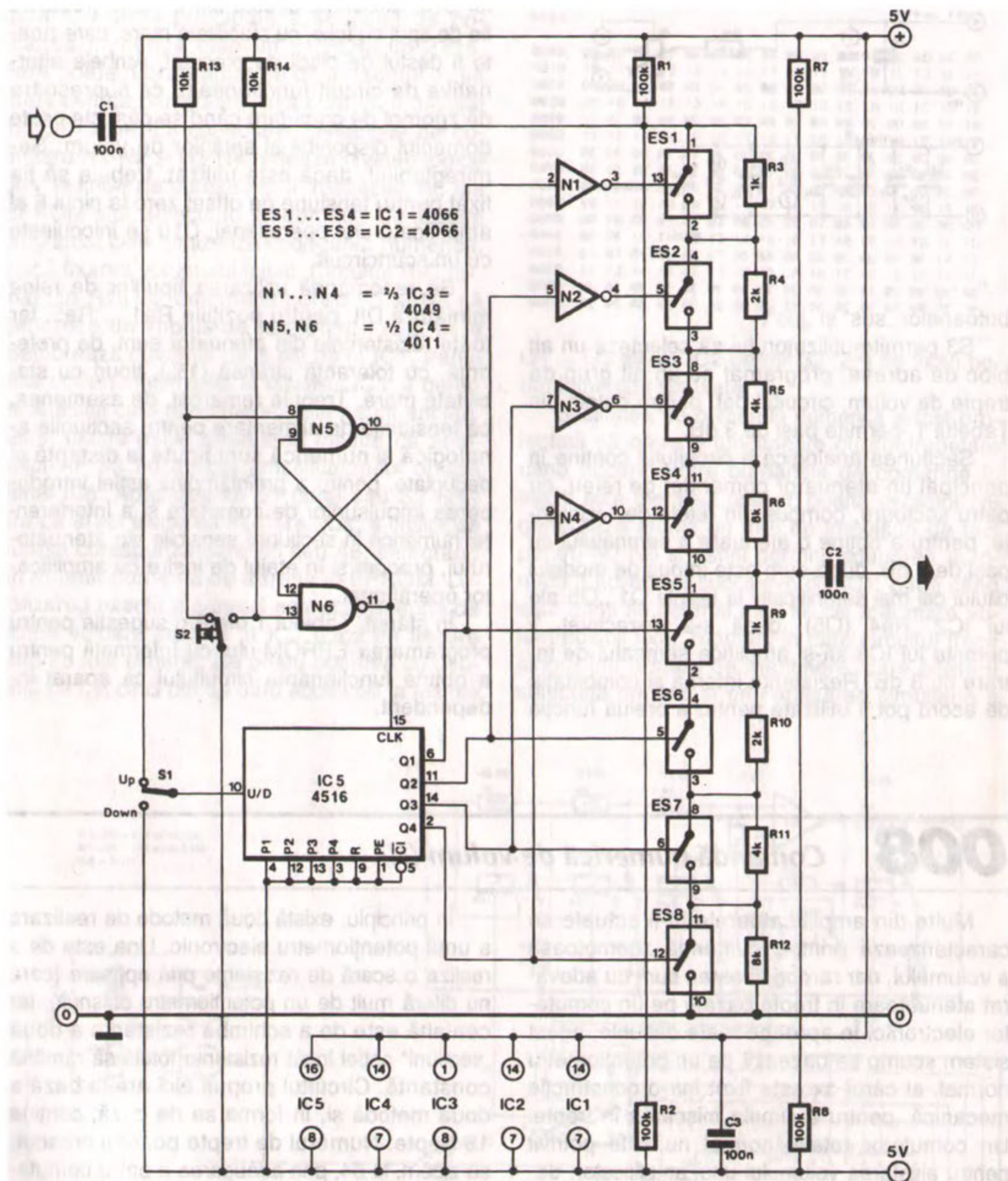
008 *Comandă numerică de volum (II)*

Multe din amplificatoarele hi-fi actuale se caracterizează printr-o comandă zgomotoasă a volumului, dar rareori acestea sunt cu adevărat atenuatoare în trepte bazate pe un comutator electronic. În aproape toate cazurile, acest sistem scump se bazează pe un potențiometru normal, al cărui ax este fixat într-o construcție mecanică, pentru a simula mișcarea în trepte. Un comutator rotativ normal nu este potrivit pentru ajustarea volumului unui amplificator, deoarece el deconectează brusc intrarea de sursa de semnal când a fost acționat și, totodată, generează cu ușurință declicuri și zgomot de contact.

Altfel de probleme apar însă la proiectarea unei comenzi electronice pentru volum. La aceștea, distorsiunea este probabil lucrul cel mai greu de depășit, dar pot fi totuși obținute rezultate rezonabile, așa cum se va arăta în continuare.

În principiu, există două metode de realizare a unui potențiometru electronic. Una este de a realiza o scară de rezistențe prin apăsare (care nu diferă mult de un potențiometru obișnuit), iar cealaltă este de a schimba rezistența a două „secțiuni" astfel încât rezistența totală să rămână constantă. Circuitul propus aici are la bază a doua metodă și, în forma sa de bază, conține 16 trepte. Numărul de trepte poate fi crescut, să zicem, la 64, prin adăugarea a patru comutatoare și rezistențe.

Potențiometrul electronic este compus din două secțiuni egale, care au o rezistență totală de 15 kΩ fiecare. Comutatoarele electronice din fiecare secțiune sunt comandate de un numărător binar, IC5. Deoarece comutatoarele din secțiunea ES1 ÷ ES4 și cele din ES5 ÷ ES8 sunt comandate în manieră complementară, rezistența



totală a potențiometrului rămâne constantă. Rezistențele R1-R2 și R7-R8 folosesc pentru menținerea potențialului de intrare și ieșire la 0 V, pentru a înlătura declicurile ce apar la acționarea comutatorului în trepte S2. Comutatorul S1 este un selector sus / jos. Porțile N5-N6 formează un bistabil care asigură comanda numărătorului cu impulsuri de comutare a treptelor.

Numărul de trepte poate fi mărit prin adăugarea unui numărător și a unui număr corespunzător de comutatoare electronice, împărțite pe cele două „secțiuni". Aceste comutatoare sunt

apoi conectate în paralel cu rezistențele ale căror valori corespund codului binar 1-2-4-8 etc., așa cum este dat în schema circuitului. Din fericire, aici nu sunt necesare raporturi binare precise, deoarece se pot obține rezultate adecvate prin aproximații ale valorilor teoretice ale rezistențelor, atâta timp cât valorile efective sunt menținute egale în ambele secțiuni.

009 *Mixer pentru discoteci*

Acest mixer este un exemplu tipic pentru felul în care componentele moderne pot, și realizează, simplificarea construcției circuitelor audio de bună calitate. Configurația dată este perfect adecvată pentru a fi utilizată ca mixer pentru discoteci, iar numărul canalelor de intrare poate fi mărit cu ușurință.

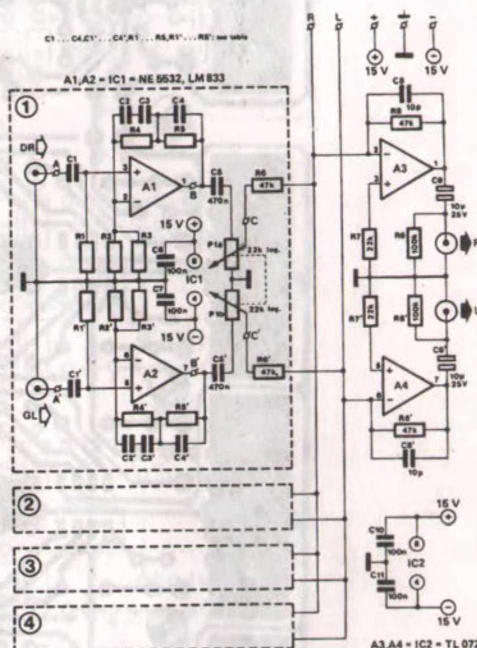
Așa cum se poate vedea în figura 1, în configurația sa de bază, mixerul are patru canale de intrare. Acestea pot servi, de exemplu, ca intrări pentru un microfon, picup stereo și casetofon sau magnetofon.

Sursa de alimentare a fost menținută cât se poate de simplă; dacă apar dificultăți în procurarea stabilizatorului integrat tip XR4915, acesta poate fi înlocuit cu o combinație între 78L15 și 79L15. Este preferabil ca transformatorul să fie de un tip ce poate fi montat pe placa de circuit, cu scopul de a realiza mixerul cât mai compact posibil.

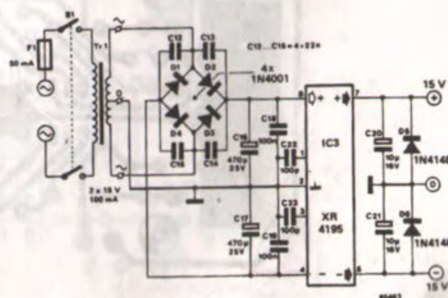
Valorile lui C1 și R1 depind de tipul de microfon utilizat. Dacă acesta este un tip cu impedanță mare, valorile trebuie să fie 470 nF și, respectiv, 22 kΩ, în timp ce pentru tipurile cu impedanță mică sunt necesare valorile de 10 µF și 680 Ω.

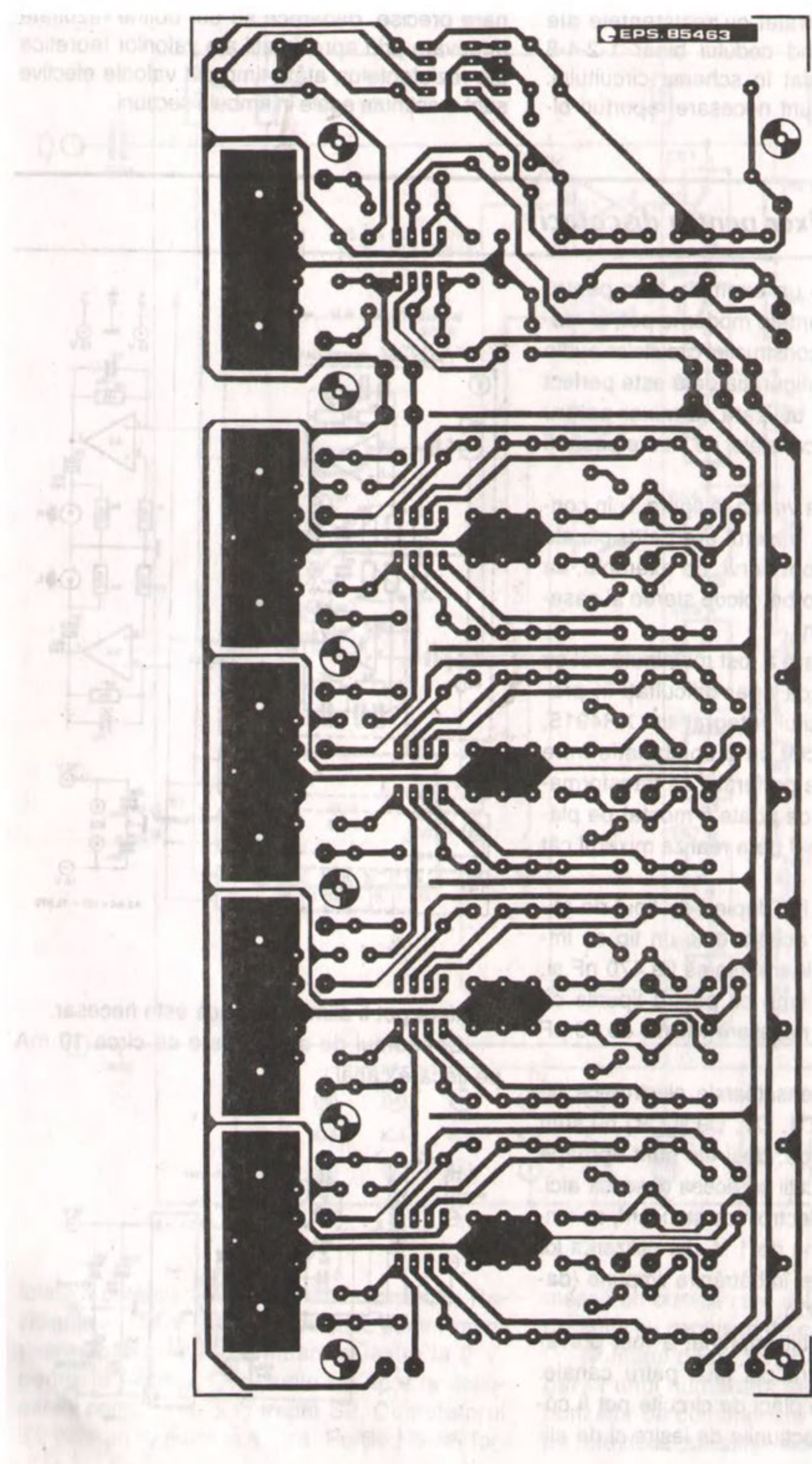
Din păcate, condensatoarele electrolitice bipolare miniaturizate (C1, C1', C9 și C9') nu sunt încă accesibile oriunde, deși ele sunt aproape indispensabile în aplicații ca aceea descrisă aici. Pot fi utilizate cele electrolitice standard, cu tensiunea inversă maximă de 1 V, dar utilizarea lor introduce distorsiuni și îmbătrânire timpurie (datorită polarității inverse).

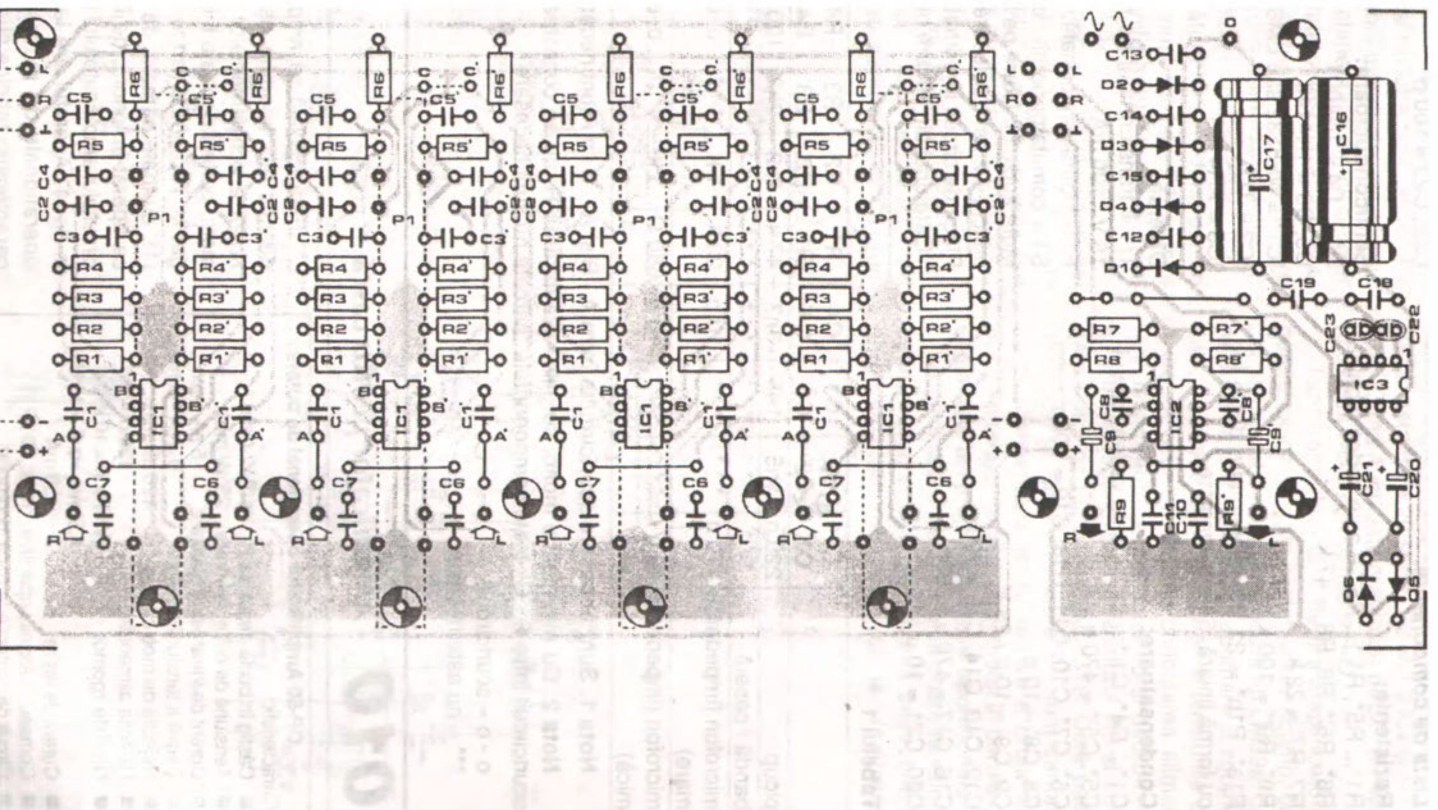
Pe placa de circuit imprimat a fost prevăzută o rezervă pentru cel mult patru canale. Două sau mai multe plăci de circuite pot fi conectate împreună; secțiunile de ieșire și de alimentare pot fi eliminate, dacă este necesar.



Consumul de curent este de circa 10 mA pe fiecare canal.




EPS 85463



IC1
IC2
IC3
C1
C2
C3
C4
C5
C6
C7
C8
C9
C10
C11
C12
C13
C14
C15
C16
C17
C18
C19
C20
C21
C22
C23
D1
D2
D3
D4
D5
D6
R1
R2
R3
R4
R5
R6
R7
R8
R9
P1

Lista de componente:

Rezistențe:
R1*... R5*, R1'*... R5'* = a se vedea tabelul
R6*, R6'*, R8, R8' = 47 k
R7, R7' = 22 k
R9*, R9'* = 100 k
P1a*, P1b* = 22 k potențiometre duble log., cu formă liniară, 58 mm lungime

Condensatoare:
C1*... C4*, C1'*... C4'* = a se vedea tabelul
C5*, C5'* = 470 n
C6*, C7*, C10, C11, C18, C19 = 100 n
C8, C8' = 10 p
C9, C9' = 10 µ / 25 V
C12, C13, C14, C15 = 22 n
C16, C17 = 470 µ / 25 V
C20, C21 = 10 µ / 16 V
C22, C23 = 100 p

Semiconductoare:
D1 ... D4 = 1N4001
D5, D6 = 1N4148
IC1* = NE5532 sau LM833
IC2 = TL072
IC3 = XR4195

Diverse:
Tr1 = transformator de rețea, secundarul 2 x 15 V / 100 mA
F1 = siguranță normală, 50 mA
S1 = comutator pornit / oprit
Mufe audio cu fixare pe șasiu printr-un singur orificiu – 2 pentru fiecare canal
Placa de circuit imprimat 85463
* Câte unul din fiecare pentru fiecare canal

Tabelul 1

	C1 C1'	C2 C2'	C3 C3'	C4 C4'	R1 R1'	R2 R2'	R3 R3'	R4 R4'	R5 R5'	
picup	220 n	1n5	1n5	3n3	47 k	2k2	2k2	100 k	1 M	
bandă / casetă	***	***	***	***	***	***	***	***	***	vezi Nota 1
microfon (impedanță mare)	470 n	***	***	10 p	22 k	1 k	***	o–o	100 k	vezi Nota 2
microfon (impedanță mică)	10 µ / 25 V	***	***	10 p	680 Ω	1 k	***	o–o	100 k	vezi Nota 2

Nota 1. Sunt necesare scurtcircuite între A - B și A' - B'; nu sunt necesare IC1, C6 și C7.

Nota 2. Cu microfoane mono, se utilizează intrarea R; nu se conectează P1b; este necesar scurtcircuit între C - C'; toate componentele marcate nu sunt necesare.

o - o = scurtcircuit
*** = nu este necesar

010 *Amplificator pentru cască*

OP-50 Amplificator operațional de putere

Caracteristici

- Câștig în buclă deschisă 10^6 V/V min.
- Tensiune de offset la intrare 25 µV max.
- Curent de intrare de polarizare 5 nA max.
- Derivă a tensiunii de offset 0,3 µV/°C max.
- Rejecția de mod comun 126 dB min.
- Rejecția alimentării 126 dB min.
- Nivel de zgomot 5,5 nV/√Hz (f = 10 kHz) 4,5 nV/√Hz (f = 1 kHz)
- Curent de ieșire ±50 mA
- Comanda sarcinii capacitive max. 10 nF
- Circuit de protecție termică încorporat

Date luate din catalogul producătorului

Fără îndoială că amplificatorul pentru cască descris aici aparține așa-numitei clase *superioare* a echipamentelor audio și este, prin urmare, perfect pentru a fi încorporat în, sau adăugat la *Top-of-the-range Preamplifier* descris în (1), cu toate că este, de asemenea, adecvat și ca aparat autonom, de înaltă calitate. Schema circuitului amplificatorului pentru cască este dată în fig. 1. Aparatul are la bază amplificatoarele operaționale de putere tip OP-50, ale căror caracteristici tehnice sunt rezumate în tabelul 1. Evident, producătorul, Precision Monolithics Inc.,

a făcut tot posibilul pentru a asigura funcționarea optimă a piesei, și restul amplificatorului a fost proiectat ținând cont tocmai de acest lucru.

Ambele bare de alimentare ale circuitelor integrate sunt decuplate corespunzător și prevăzute cu filtre cu rezistențe serie de valoare mică (R4 - R5) și cu o combinație între un condensator electrolitic și unul plachetă (C4 - C2 și C5 - C3). În legătură cu cele două canale identice de mai sus, semireglabilul P2 permite compensarea tensiunii de offset (mică) de la ieșirea lui OP-50, iar C1 - R3 formează un circuit de compensare pentru a reduce la minim suprareglajul pentru o anumită amplificare în tensiune în buclă închisă, AVCL. În aplicația prezentată, A_{VCL} este aproximativ 6, întrucât:

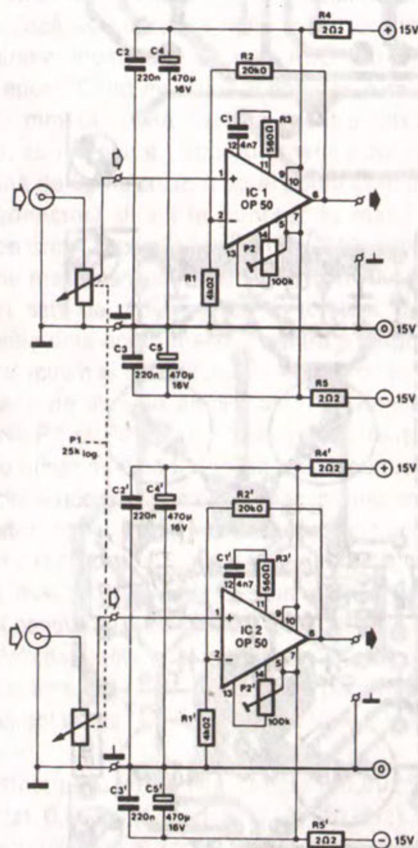
$R1 = R2 / (A_{VCL} - 1)$

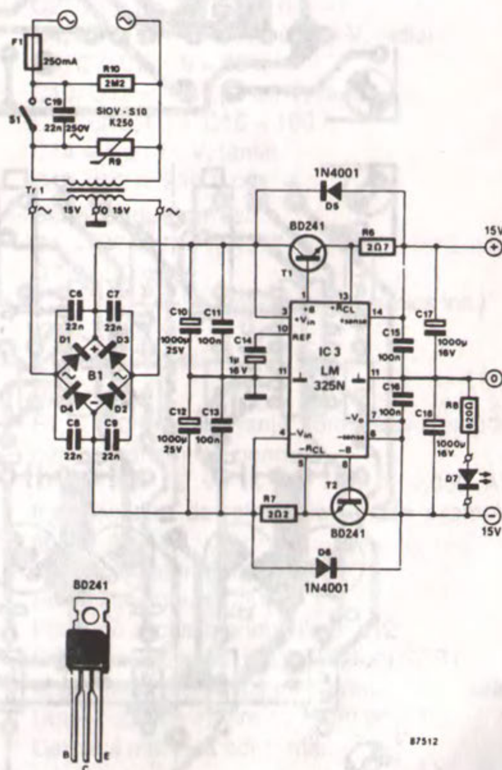
Dacă se dorește modificarea amplificării, R2 trebuie menținut la 20 kΩ. Trebuie observat și că valorile indicate pentru R3 și C1 sunt valabile când A_{VCL} este între 5 și 20, iar dacă AVCL este între 20 și 50, R3 = 3,3 kΩ și C1 = 1 nF. Când A_{VCL} este mai mare de 50, nu este necesară nici o compensare R-C.

Tensiunea de +15 V pentru amplificatorul pentru cască este un circuit relativ scump, bazat pe un stabilizator de precizie tip LM325, care prezintă o foarte bună suprimare a zgomotului, deoarece asigură filtrarea și tensiunile de ieșire ce apar simultan la conectarea alimentării. Interferența bornei de rețea și declic-urile lui S1 sunt suprimate cu varistorul R9 și condensatorul de tensiune înaltă C19. Cele patru diode din puntea redresoare B1 sunt șuntate cu condensatoare de suprimare a brumului, pentru a reduce la minim zgomotul în barele de alimentare ale amplificatoarelor operaționale.

Amplificatorul pentru cască poate funcționa optim numai dacă avem o grijă deosebită la alegerea componentelor și la realizarea

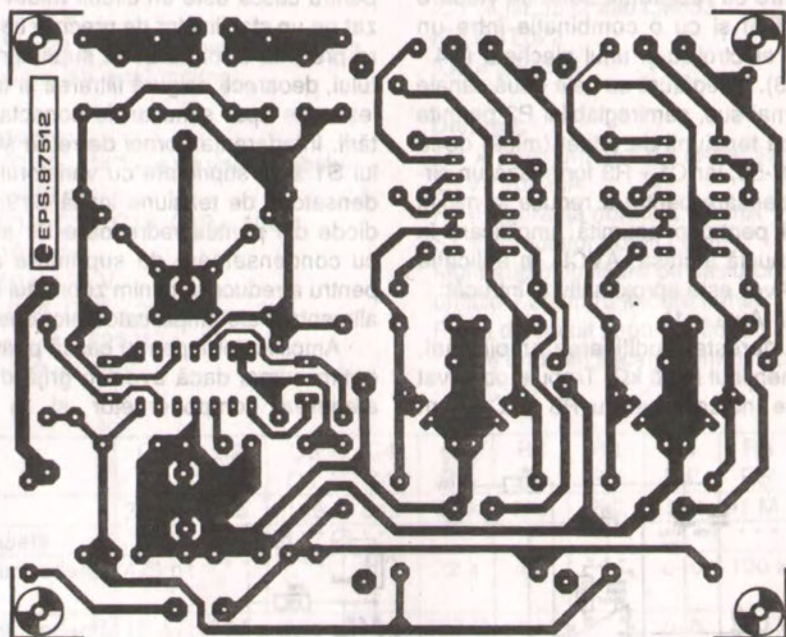
1

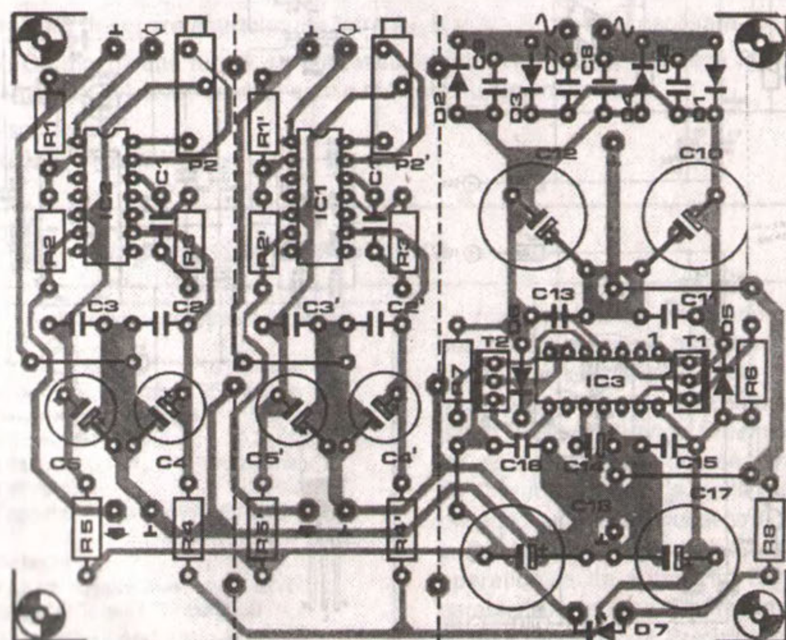




montajului pe placa de circuit imprimat tip 87512, ale cărei detalii sunt date în fig. 2.

Așa cum s-a menționat deja, amplificatorul pentru cască este adecvat pentru a fi introdus în preamplificatorul prezentat în referința (1). Aceasta face posibilă alimentarea stabilizatorului, de ±15 V, de la tensiunea primară culeasă la C9 (+) și C10 (–) a alimentării de ±18,5 V





existente, în timp ce intrările comenzii volumului la amplificatorul de cască sunt luate direct de la ieșirile lui IC4 (R) și IC4' (L).

Amplificatoarele IC1 și IC2 trebuie lipite direct pe placa de circuit imprimat și sunt fixate de preferință pe un radiator tip DIL. Au fost lăsate rezerve pentru ecranarea pe placă a amplificatoarelor și a alimentării cu ajutorul a două coli de alamă sau tablă galvanizată, care sunt montate vertical pe liniile punctate și fixate fiecare cu trei pini lipiți cu cositor. Stabilizatoarele serie T1 și T2 pot funcționa fără radiator. Când placa este completă, partea cu lipiturile trebuie curățată cu grijă cu o periuță înmuiată în petrosin sau alcool, pentru a îndepărta orice rășini reziduale. Apoi, partea cu circuite este acoperită cu un spray protector adecvat.

Când este posibil, se utilizează mufe izolate pentru intrarea și ieșirea stereo a amplificatorului. În partea de intrare, apar mai puține probleme dacă se utilizează mufe mono cu contacte aurite, montate pe o placă ABS sau pe o placă epoxi. Când nu poate fi obținută o mufă de 6,3 mm de bună calitate, pentru cască stereo, cu o izolație bună, alternativa optimă este una de tip neizolat, a cărei bornă comună este conectată direct la punctul de masă a plăcii de circuit imprimat, între C17 și C18, pentru a obține masa centrală. Transformatorul de rețea Tr1 este de preferință de tip toroidal, fixat în spatele unui ecran metalic, pentru a asigura un nivel minim al brumului și al altor interferențe culese de intrările amplificatorului. Semireglabilele P2 și P2' sunt reglate pentru tensiunea de offset minimă la ieșirea amplificatorului respectiv – aceasta însemnând necesitatea unui voltmetru digital foarte sensibil. Amplificatorul pentru cască poate fi cuplat la o sarcină cuprinsă între 100 Ω și 1 kΩ, și, prin urmare, este perfect pentru utilizarea lui și ca driver de linie de înaltă calitate. Ieșirile sunt protejate la scurtcircuit.

În sfârșit, un scurt rezumat al performanțelor așteptate de la amplificator la $V_0 = 6\ V_{ef}$ și $A_{VCL} \approx 6$:

Distorsiune armonică totală: 0,0025% (100 Hz); 0,003% (1 kHz); 0,011% (10 kHz).

Raportul semnal-zgomot: ≥ 80 dB.

Planeitatea diagramei de răspuns: 0,4 dB de la 10 Hz la 20 kHz.

Bibliografie de referință:

(1) *Top-of-the-Range Preamplifier.* Elektor Electronics, noiembrie și decembrie 1986, ianuarie 1987.

(2) *Linear and Conversion Application Handbook* (1986). Precision Monolithics Incorporated.

Lista de componente:

Rezistențe (±5%):

R1; R1' = 4k02F*
R2; R2' = 20k0F
R3; R3' = 560R
R4; R4'; R5; R5'; R6; R7 = 2R2
R8 = 820R; 0,5 W
R9 = SI0V S10 K250 varistor (Siemens; ElectroValue (0784) 33603).
R10 = 2M2
P1 = 25 k pot. dublu logaritmic.
P2; P2' = 100 k semireglabil multitură

Condensatoare:

C1; C1' = 4n7
C2; C2'; C3; C3' = 220 n
C4; C4'; C5; C5' = 470 µ / 16 V; radial
C6; C7; C8; C9 = 22 n
C10; C12 = 1000 µ / 25 V; radial
C11; C13; C15; C16 = 100 n
C14 = 1 µ / 16 V; tantal
C19 = 22 n; 250 V c.a.

Semiconductoare:

D1 ... D6 incl. = 1N4001
D7 = LED roșu
IC1; IC2 = OP-50 (Precision Monolithics Inc.)*
IC3 = LM325
T1; T2 = BD241

Diverse:

F1 = 250 mA, siguranță normală plus suport pentru montare pe panou
Tr1 = 2 x 15 V; 15 VA (≈ 2 x 0,050 A), transformator de rețea toroidal, de exemplu tip ILP 03013.
DIL-14 radiator pentru IC1 și IC2.
Soclu alimentare rețea
Placă cu circuit imprimat tip 87512
S1 = comutator de rețea miniatură SPST
Mufă cască stereo 6,3 mm, preferabil izolată.
Două cuple de intrare cu scurtcircuitare
Carcasă metalică adecvată.

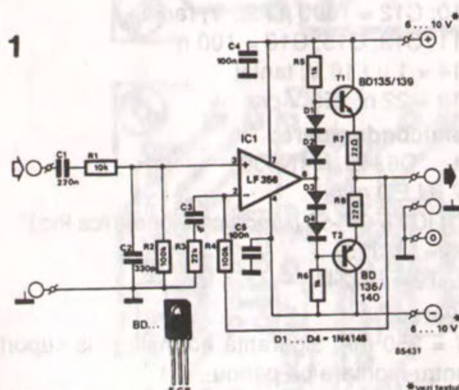
* Vezi textul

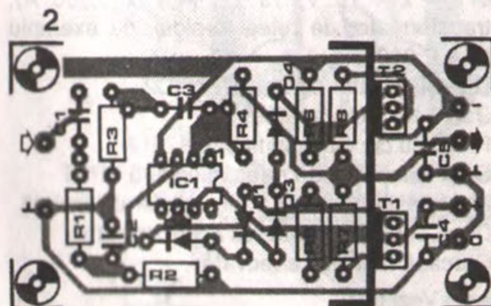
011 *Amplificator HI-FI pentru cască*

Acest amplificator de 1 W se pretează *par excellence* la utilizarea lui ca driver pentru cască de impedanță mică sau ca etaj de ieșire dintr-un preamplificator hi-fi ce comandă un difuzor activ. Multe preamplificatoare nu permit să li se conecteze sarcini de lungă durată, neecranate, dar amplificatorul dat, din fericire, le acceptă cu plăcere.

Circuitul – vezi figura 1 – constă dintr-un amplificator operațional tip LF 356 și un etaj de ieșire în contratimp cu tranzistoare. Filtrul trece-jos R1/C2 de la intrare limitează viteza de creștere a semnalului de intrare, iar împreună cu circuitul relativ rapid LF 356 determină o distorsiune de întârziere foarte scăzută. Curentul de repaus, fixat la 30 mA, absorbit de tranzistoarele de ieșire și fixat de diodele D1 ... D4 legate cu rezistențele de emitor R7 și R8, asigură o distorsiune de comutație foarte mică.

Rezistențele de reacție R3 și R4 fixează amplificarea la aproximativ 15 dB. Distorsiunea totală corespunzătoare este de numai 0,1% la –3 dB lățime de bandă, între 10 Hz și 30 kHz.





Amplificatorul generează o putere maximă de 1 watt pe o sarcină de 8 Ω pentru un semnal de intrare de circa 500 mV$_{ef}$. Căști cu impedanță mare și difuzoare de 4 Ω pot fi de asemenea conectate, fără nici o problemă.

Cel mai bine, circuitul se realizează pe placa de circuit imprimat dată în figura 2. Pentru a le permite să reziste la un scurtcircuit apărut la ieșire, cele două tranzistoare trebuie montate pe radiatoare termice – a nu se uita șaibele izolatoare și pasta termoconductoare!

Alimentarea nu trebuie să fie mai mult decât a problemă simplă, constând dintr-un transformator de rețea cu priză mediană, cu 6 ... 8 V, 0,5 A, în secundar, o punte redresoare adecvată și două condensatoare electrolitice de 1000 µF / 16 V, într-un montaj standard.

Pentru a comanda căști cu impedanță mare la un volum ridicat, aveți nevoie de o sursă de tensiune stabilizată de ±15 V: în unele cazuri, aceasta poate fi luată de la alimentarea preamplificatorului. În acest caz, trebuie avută grijă să nu se scurtcircuiteze terminalele de ieșire.

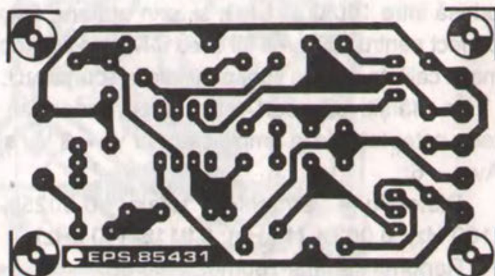
Lista de componente:

Rezistențe:
R1 = 10 k
R2, R4 = 100 k
R3 = 22 k
R5, R6 = 1 k
R7, R8 = 22 Ω

Condensatoare:
C1 = 22 n
C2 = 330 p
C3 = 1 µ
C4, C5 = 100 n

Semiconductoare:
D1 ... D4 = 1N4148
T1 = BD 135 sau BD 139
T2 = BD 136 sau BD 140
IC1 = LF 356

Diverse:
Placă de circuit imprimat 85431
Radiatoare termice pentru T1 și T2



012 *Mixer cu dinamică ridicată*

De la un mixer se cer zgomot redus și performanțe dinamice deosebite. Cele mai multe mixere standard utilizează amplificatoare operaționale inversoare. Din păcate, caracteristica de zgomot a multor amplificatoare operaționale este slabă, iar amplificatoarele operaționale cu o bună caracteristică de zgomot nu sunt, în mod normal, adecvate pentru a lucra cu semnale mari.

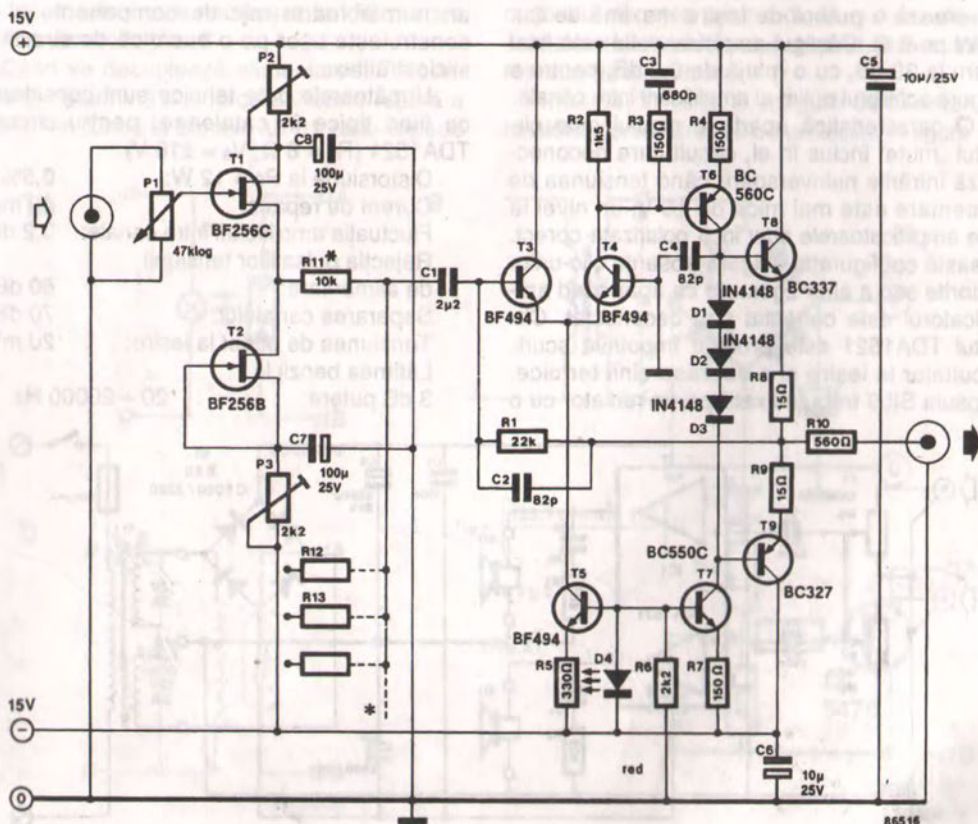
Factorul de zgomot al circuitelor standard este adesea chiar mai slab, deoarece sursa și amplificatorul nu sunt cuplate cum trebuie.

Caracteristicile unui mixer pot fi deci mult îmbunătățite prin utilizarea unor etaje de separare la etajele de intrare și prin construirea amplificatoarelor operaționale folosind tranzistoare de bună calitate. Este exact ceea ce s-a făcut în acest circuit. Intrarea este separată cu T1 și T2. Impedanța de intrare a lui T1 poate fi neglijată, astfel încât sursa trebuie mai degrabă adecvată la P1.

Amplificatorul operațional este format din tranzistoarele T3 până la T8 inclusiv. Pentru amplificatorul diferențial T3-T4-T5 au fost utilizate tranzistoare RF de bună calitate. Aceste tranzistoare, comparativ cu tipurile AF, au o caracteristică de zgomot mai bună într-o bandă mai largă.

Circuitul propus are un domeniu de frecvență (punctele –3 dB) de la 10 Hz la 80 kHz; distorsiunea armonicii a treia, nu mai mare de 0,05% la 10 kHz, și o tensiune de ieșire de 9 V_{vv}; un raport semnal-zgomot de 100 dB.

Raportul semnal-zgomot este adecvat pentru un semnal de ieșire de 9 V_{vv} cu intrare în circuit deschis și o lățime de bandă de 20 kHz. Valoarea maximă a semnalului de ieșire este



de circa 12 V_{vv}, măsurată pe o impedanță de sarcină de 560 ohmi. Dacă mixerul este terminat cu o impedanță mai mare, tensiunea de ieșire va fi mai mare.

Un alt avantaj al circuitului este că un sunet obișnuit dat de aparatele cu lămpi poate fi realizat într-un mod simplu. În acest scop, este necesar ca T1 și T2 să înceapă limitarea la un nivel puțin mai scăzut, de exemplu la o intrare de 12 V_{vv}, ca urmare și amplificatorul operațional compus. Tensiunea de alimentare pentru T1 și T2 trebuie să fie cuprinsă între ±6 V și ±9 V. Întrucât T2 este conectat ca sursă de curent, tensiunea de alimentare exactă poate fi reglată cu semireglabilul de 2k2 la nivelul de prag dorit.

Dacă se dorește, offset-ul de ieșire poate fi adus la zero prin inserarea în circuitul bazei lui T4 a unui semireglabil de 50 kiloohmi. Această bază trebuie de asemenea decuplată cu ajutorul unui condensator de 1 μF / 63 V.

Consumul de curent al amplificatorului operațional este de aproximativ 35 mA, iar cel al etajului de separare – nu mai mare de 10 mA. Dacă sunt utilizate, totuși, zece etaje de separare, sursa de alimentare trebuie să fie capabilă să asigure 150 mA la ±15 V.

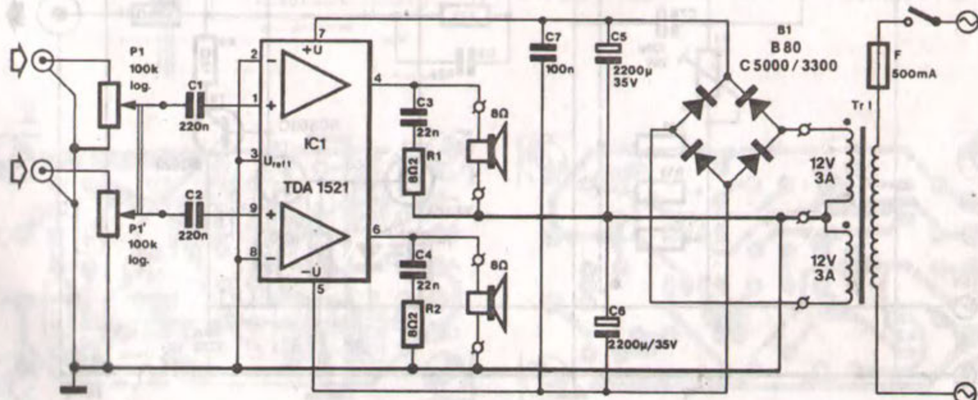
013 *Amplificator stereo cu circuite integrate*

Tipul TDA1521 produs de Valvo / Mullard este un circuit integrat amplificator stereo Hi-Fi de putere, proiectat pentru aplicații cum ar fi televizoarele stereo. Circuitul funcționează optim când este alimentat cu o tensiune de ±16 V și generează o putere de ieșire maximă de 2 x 12 W pe 8 Ω. Câștigul amplificatorului este fixat intern la 30 dB, cu o marjă de 0,2 dB, pentru a asigura echilibrul optim al amplificării între canale.

O caracteristică aparte a cipului este circuitul „mute" inclus în el, circuit care deconectează intrările neinversoare când tensiunea de alimentare este mai mică de ±6 V, un nivel la care amplificatoarele sunt încă polarizate corect. Această configurație asigură absența clic-urilor nedorite sau a altor zgomote ce apar când amplificatorul este conectat sau deconectat. Circuitul TDA1521 este protejat împotriva scurtcircuitelor la ieșire și a suprasarcinii termice. Capsula SIL9 trebuie fixată pe un radiator cu o rezistență termică nu mai mare de 3,3 °K/W (RL = 8 Ω; Vs = ±16 V; Pd = 14,6 W; Ta = 65°C). Trebuie remarcat că partea metalică a capsulei cipului este conectată intern la pinul 5. Acest amplificator stereo de înaltă calitate are un număr foarte mic de componente și se construiește ușor pe o bucățică de circuit de sticlostratitex.

Următoarele date tehnice sunt considerate ca fiind tipice în cataloage, pentru circuitul TDA1521 (R_L = 8 Ω; V_s = ±16 V):

Distorsiune la P_0 = 12 W:	0,5%
Curent de repaus:	40 mA
Fluctuația amplificării între canale:	0,2 dB
Rejecția pulsațiilor tensiunii de alimentare:	60 dB
Separarea canalelor:	70 dB
Tensiunea de offset la ieșire:	20 mV
Lățimea benzii la 3 dB putere:	20 ÷ 20000 Hz



014 *Protecție pentru difuzor (I)*

Există multe metode de a proteja difuzoarele împotriva zgomotelor de conectare: multe dintre acestea se bazează pe un circuit de limitare introdus la intrarea amplificatorului de putere pentru a-l menține la 0 V câteva secunde după conectare. Altele, cum ar fi cel propus aici, se bazează pe un releu care deconectează difuzorul (difuzoarele).

Terminalele A și B ale circuitului din figura 2 sunt conectate la unul dintre circuitele senzor din figurile 1a ... 1f, ale căror avantaje și dezavantaje vor fi discutate pe scurt. Oricare dintre aceste circuite va fi folosit, A este scurtcircuitat cu B imediat ce alimentarea este cuplată. Acest lucru blochează instantaneu tranzistorul T1, ceea ce duce la încărcarea condensatorului C1. După câteva secunde, tensiunea la bornele lui C1 produce blocarea diodei Zener D2. Prin urmare, tranzistoarele T2 și T3 trec în conducție; releul este anclanșat, iar difuzoarele sunt conectate în circuit.

Când se decuplează alimentarea, T1 conduce și determină descărcarea foarte rapidă a lui C1. Tensiunea la bornele lui C1 cade repede sub nivelul de blocare al diodei D2; tranzistoarele T2 și T3 sunt blocate, iar releul revine în starea lui de repaus, situație care duce la deconectarea difuzoarelor.

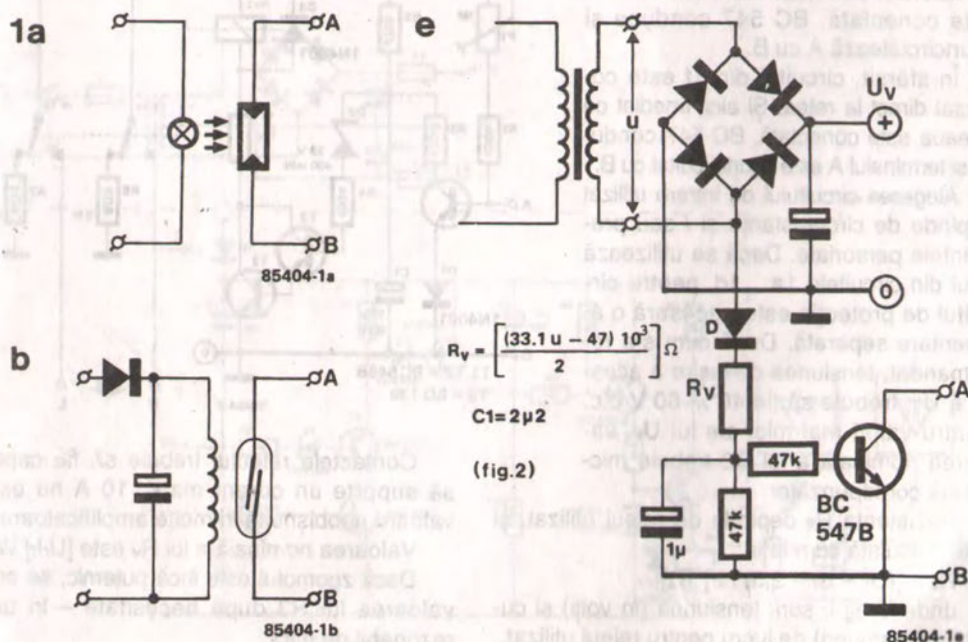
Circuitul de intrare 1a se bazează pe o fotorezistență (LDR) fixată foarte aproape de lampa indicatoare a rețelei. Când lampa este aprinsă, rezistența LDR-ului scade brusc, astfel încât terminalul A este efectiv scurtcircuitat cu B.

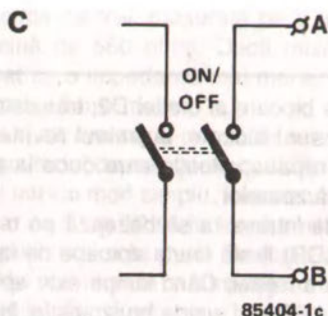
Intrarea din 1b se bazează pe un releu Reed conectat pe înfășurarea secundară a transformatorului de rețea. Imediat ce alimentarea este conectată, contactele releului se închid.

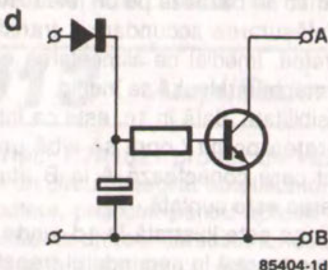
A treia posibilitate, dată în 1c, este ca întrerupătorul de rețea pornit / oprit să aibă un al treilea contact care conectează A la B atunci când alimentarea este cuplată.

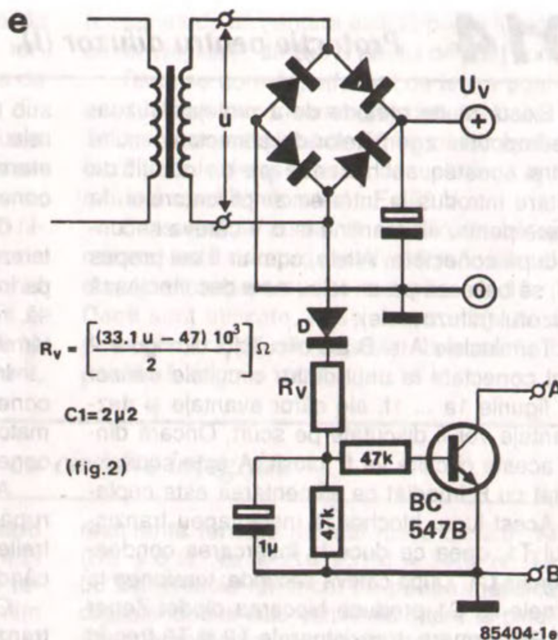
O altă opțiune este ilustrată în 1d, unde un tranzistor este conectat la secundarul transformatorului de rețea printr-o diodă și o rezistență. Tranzistorul conduce atunci când este cuplată rețeaua de alimentare.

Intrările, în 1e și 1f, asigură de asemenea tensiune pentru circuitul de protecție. În figura 1e









există o punte redresoare conectată la bornele înfășurării secundare a transformatorului de rețea. Când alimentarea este conectată, BC 547 conduce și scurtcircuitează A cu B.

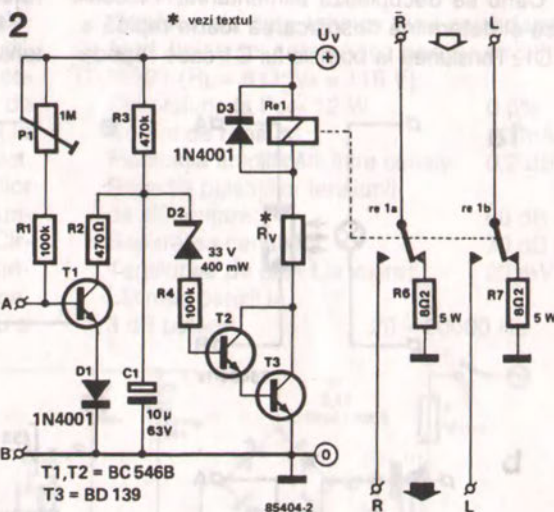
În sfârșit, circuitul din 1f este conectat direct la rețea. Și aici, imediat ce rețeaua este conectată, BC 547 conduce și terminalul A este scurtcircuitat cu B.

Alegerea circuitului de intrare utilizat depinde de circumstanțe și / sau preferințele personale. Dacă se utilizează unul din circuitele 1a .. 1d, pentru circuitul de protecție este necesară o alimentare separată. După cum s-a recomandat, tensiunea de ieșire a acestuia, U_v, trebuie să fie 40 ... 60 V c.c. Pentru valori mai mici ale lui U_v, valoarea nominală a lui D2 trebuie micșorată corespunzător.

Rezistența R_v depinde de releul utilizat, și este calculată cu relația:

$R_v = [(U_v - U_r - 2{,}5) / I_r]$ [Ω]

unde U_r și I_r sunt tensiunea (în volți) și curentul (în amperi) de lucru pentru releul utilizat.



Contactele releului trebuie să fie capabile să suporte un curent mare: 10 A nu este o valoare neobișnuită în multe amplificatoare.

Valoarea nominală a lui R_v este $[U_r I_r]$ W.

Dacă zgomotul este încă puternic, se crește valoarea lui R3 după necesitate – în trepte rezonabil de mici.

015 *Protecție pentru difuzor (II)*

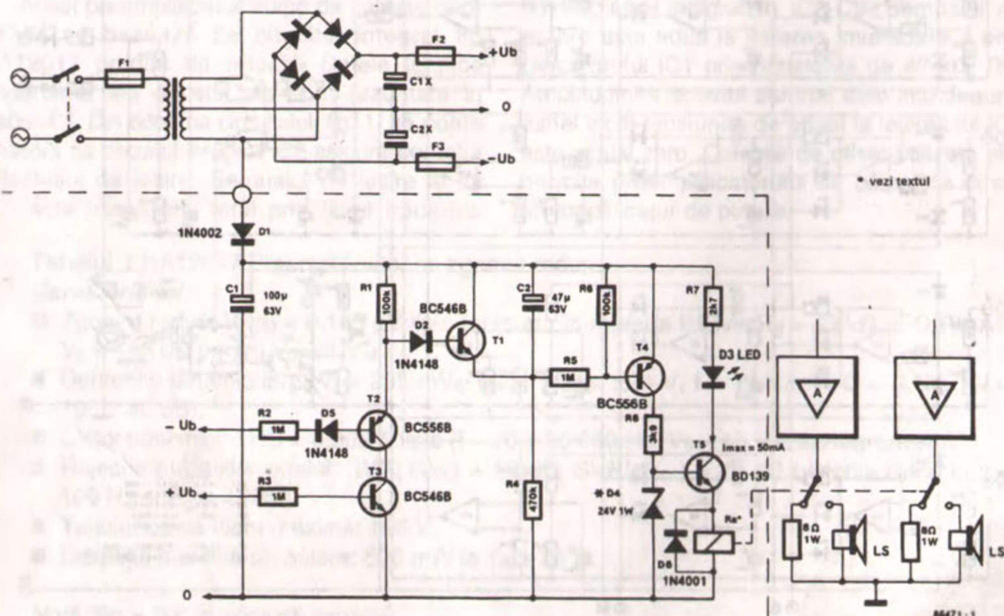
Aceasta este o schemă complet tranzistorizată, adecvată pentru a fi încorporată în amplificatoarele AF care produc clic-uri supărătoare în difuzor când sunt pornite sau oprite, periclitând bobinele audio, prin trecerea unui curent caracteristic mare.

Presupunând că amplificatorul AF și circuitul de protecție sunt decuplate, C1 și C2 sunt descărcate și releul Re este dezactivat. La pornire, D1 încarcă rapid C1. Atunci când există atât tensiunea negativă de alimentare, cât și cea pozitivă la valoarea corectă, T2 și T3 conduc, în timp ce T1 este blocat, permițând lui C2 să se încarce lent prin R4. Dacă tensiunea la bornele lui C2 este suficient de mare pentru ca T4 să fie în conducție, T5 consumă curent prin bază, ceea ce va determina anclanșarea releului Re, care va conecta difuzoarele la ieșirile amplificatorului. Dioda Zener D4 fixează tensiunea la bornele bobinei lui Re, astfel încât în circuit pot fi folosite mai multe tipuri de relee, deoarece D4 poate fi schimbat corespunzător. Totuși, curentul prin bobina releului nu trebuie să depășească circa 50 mA, în vreme ce contactele basculante trebuie să fie alese în concordanță cu puterea de ieșire a amplificatorului și impedanța acestuia; pentru un tip de 2 x 100 W la 8 Ω, contactele releului trebuind să fie alese pentru cel puțin 8 A.

Dacă una sau ambele tensiuni de alimentare (–Ub; +Ub) dispare, dintr-un motiv oarecare (proastă funcționare a amplificatorului, condensator de filtraj scurtcircuitat etc.), tranzistorul T2 sau, respectiv, T3 se blochează, determinând apariția, prin R1, a unui curent pe baza lui T1; C2 se va descărca imediat și Re este dezactivat întrucât T4 și T5 sunt blocate. Canalele amplificatorului pot acum produce clic-uri cât doresc; ieșirea este aplicată fără nici un risc pe două rezistențe similare impedanței de ieșire.

Circuitul de protecție este deconectat de sub tensiune cu ajutorul lui C1, care este evaluat în acest scop la numai 100 µF, pentru a-i permite lui Re să fie dezactivat aproape imediat după ce amplificatorul a fost închis. Clic-urile la deconectare, dacă apar, vor ajunge prin urmare pe rezistențele de simulare a sarcinii, și nu pe bobinele scumpe ale difuzoarelor.

Dispozitivul de protecție este fixat cu ușurință pe o bucată de sticlostratitex, iar releul Re trebuie montat în apropierea terminalelor de ieșire ale difuzorului, pentru a menține pierderile prin contact cât mai mici posibil.



016 Protecție pentru difuzor (III)

Multe dintre etajele moderne de putere în AF pot genera niveluri de putere considerabile în afara benzii de frecvențe audio. Când difuzorul nu poate suporta acea putere, bobina difuzorului de supraîncălzește rapid și determină un scurtcircuit. Dacă etajul de putere nu este proiectat corect, el se defectează și furnizează un curent continuu care efectiv distruge difuzorul.

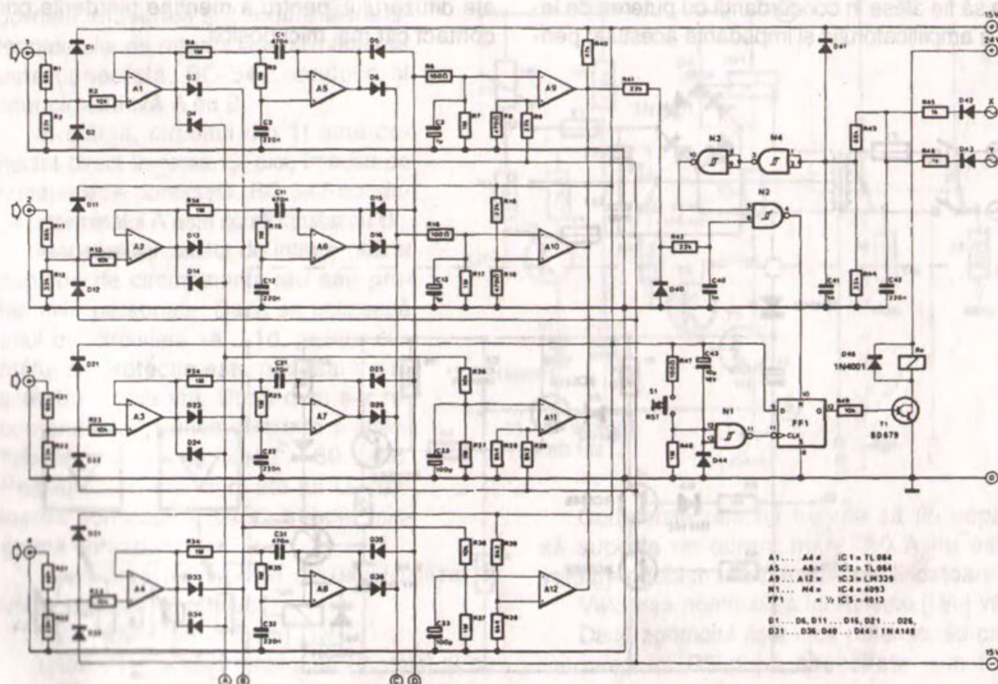
Circuitul de protecție pentru difuzor prezentat aici este compus din trei părți: un amplificator de măsură, un detector și un driver pentru releu. Pentru exemplificare, aici sunt date patru canale. Divizorul de tensiune R1-R2 determină sensibilitatea circuitului de protecție, în timp ce D1-D2 protejează intrarea lui A1. Amplificatorul operațional A5 este montat ca un filtru trece-jos cu o frecvență de tăiere de 0,5 Hz, astfel încât el poate funcționa ca detector de curent continuu. A doua parte a circuitului este formată din patru detectoare, A9 ... A12. A9 compară orice tensiune continuă negativă cu o referință fixată cu R8-R9, iar C3-R7 determină timpul de întârziere. Amplificatorul operațional A10 are o funcție asemănătoare în cazul tensiunilor continue pozitive. Acest circuit este activat când:

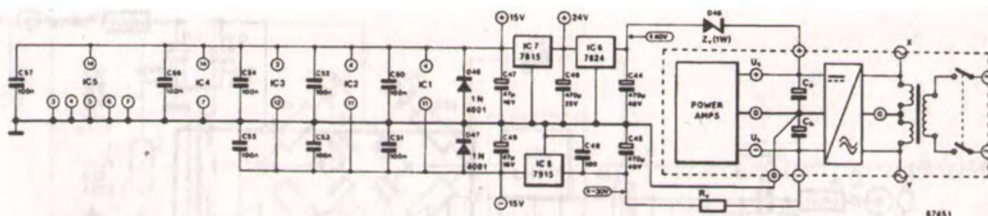
$$\frac{V_{in}R2}{R1+R2} - 0{,}65 > \frac{15R2}{R8+R9}$$

Comparatoarele A11 și A12 funcționează ca limitatoare de putere. Tensiunile de vârf pozitive și negative sunt redresate în D3-D4 și mediate cu ajutorul unei combinații R-C, mai exact R36-C33 și R26-C23. Perioadele relativ lungi ale acestei rețele înlătură bascularea eronată a circuitului datorată vârfurilor semnalului de intrare. Limitatorul de putere este activat când:

$$\frac{V_{in}R2\sqrt{2}}{R1+R2} - 0{,}65 > \frac{15R28}{R28+R29}$$

Această ecuație este valabilă și pentru detectorul pozitiv construit cu A12. Cu valorile date pentru componente, rezultă $P_{max} \approx 30$ W pe o sarcină de 8 Ω.





Când semnalele de intrare sunt normale, ieșirile cu colectorul în gol ale amplificatoarelor A9 ÷ A12 sunt în starea lor de impedanță mare, astfel încât tensiunea de ieșire este +15 V, prin R40. Când există o condiție greșită la una sau mai multe intrări, joncțiunea R40-R41 este coborâtă la −15 V.

Partea centrală în driverul releului este bistabilul FF1. Poarta N1 este un circuit de întârziere resetabil la apariția tensiunii și care dă impulsuri de tact pentru FF1. Nivelul logic sus la intrarea D (date) este transferat la ieșirea Q când intrarea R (reset) este logic sus. Se poate observa că un impuls de resetare poate fi luat fie de la detectorul de rețea N3-N4, fie de la detectoarele de eroare A9-A12.

Circuitul de protecție pentru difuzor este alimentat fără probleme de la tensiunea simetrică de alimentare a amplificatoarelor, dar trebuie avută grijă la dimensionarea lui D48 și R_v, astfel încât să nu se depășească tensiunea indicată la bornele lui C44 și C45. Dacă sursa de alimentare a amplificatorului furnizează mai puțin de 28 V, IC6 poate fi omis, și releul difuzorului, Re, poate fi înlocuit cu un tip la 12 V, alimentat de la bara de +15 V. Divizorul de tensiune R43-R44 trebuie, în această situație, redimensionat astfel încât intrarea lui N4 să fie menținută la aproximativ +13 V când R43 + R44 ≈ 100 kΩ.

017 Preamplificator RIAA cu zgomot redus

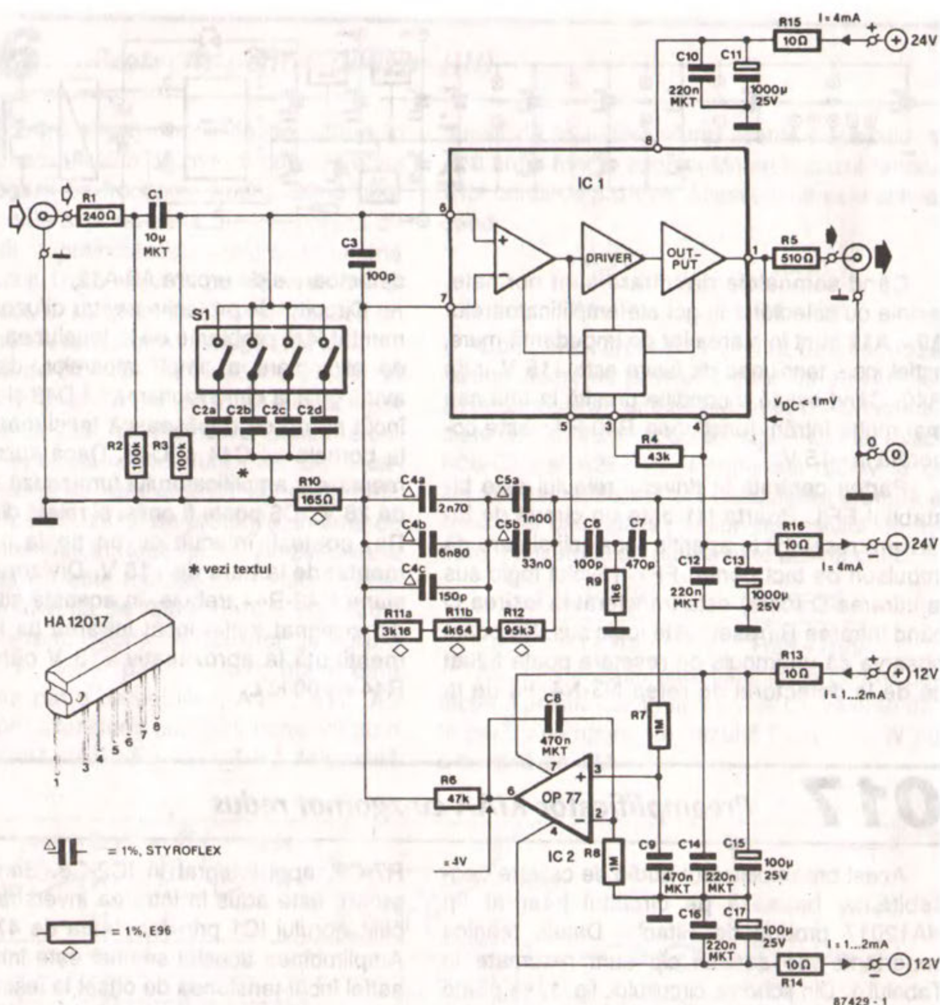
Acest preamplificator audio de calitate deosebită se bazează pe circuitul integrat tip HA12017 produs de Hitachi. Datele tehnice importante ale acestui cip sunt rezumate în Tabelul 1. Din schema circuitului, fig. 1, se poate observa că circuitul integrat IC2 asigură corecția offset-ului de ieșire. Semnalul de ieșire al lui IC1 este trecut mai întâi prin filtrul trece-jos R7-C9, apoi integrat în IC2-C8. Semnalul de eroare este adus la intrarea inversoare a amplificatorului IC1 prin rezistența de 47 kΩ, R6. Amplitudinea acestui semnal este întotdeauna astfel încât tensiunea de offset la ieșirea lui IC1 este virtual zero. Corecția de offset utilizată aici permite preamplificatorului să comande direct un amplificator de putere.

Tabelul 1 HA12017 Preamplificator cu zgomot redus

Caracteristici:

- Zgomot redus: $V_{n(in)}$ = 0,185 µV tipic (măsurat în rețeaua IHF-A, R_g = 43 kΩ, IEC RIAA). V_n = −95 dB pentru V_0 = 1 V_{ef}.
- Domeniul dinamic larg: V_i = 235 mV_{ef} max. (V_{cc} = ±24 V, f = 1 kHz, THD = 0,1%, A_v = 100 ≥ 40 dB).
- Distorsiuni mici: THD = 0,002% tipic (f = 20 ÷ 20 000 Hz, V_0 = 10 V_{ef}, echilibrare RIAA).
- Rejecția pulsațiilor rețelei: SVR(+V_{cc}) = 56 dB; SVR(−V_{cc}) = 45 dB (valorile tipice la f = 100 Hz și R_g = 43 kΩ).
- Tensiunea de lucru maximă: ±26 V.
- Disipația maximă de putere: 500 mW la T_a = 75°C.

Notă: Rg = R4, în această schemă.



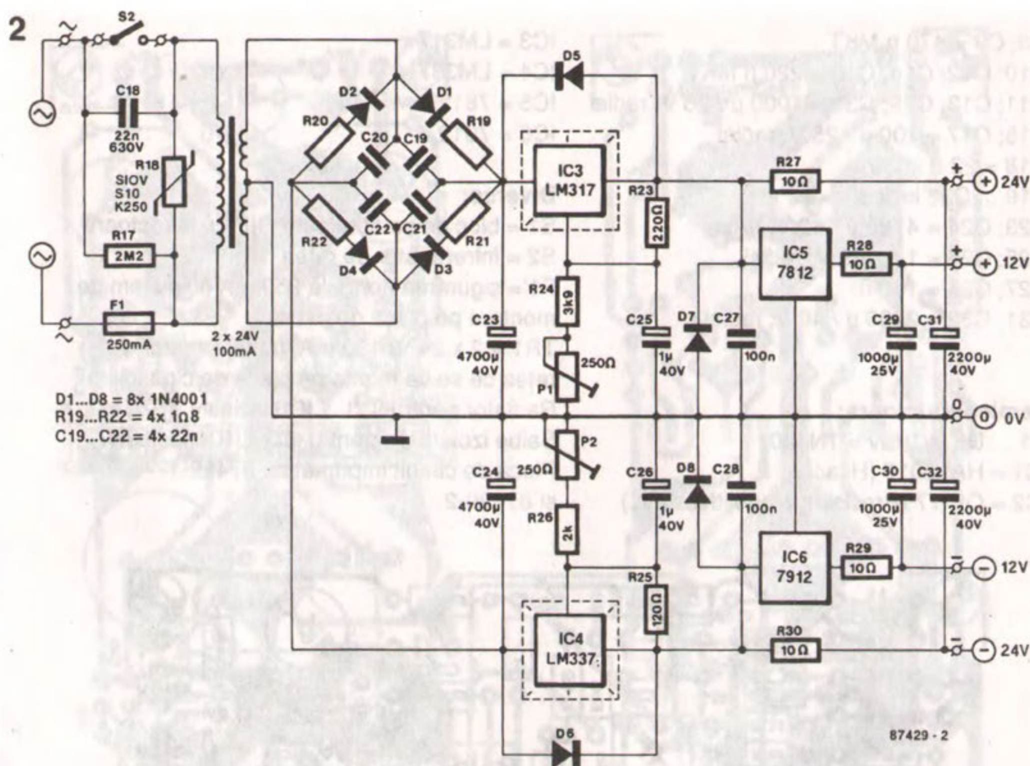
Terminația capacitivă corectă a dozei de picup poate fi selectată cu ajutorul lui S1. Impedanța de intrare este de 50 kΩ, dar poate fi modificată prin redimensionarea lui R2-R3. Impedanța de ieșire a preamplificatorului este 510 Ω, de exemplu, destul de mică pentru a permite un cablu relativ lung.

Filtrul de echilibrare RIAA din circuitul de reacție negativă al lui IC1 este foarte complex, și a trebuit să îndeplinească specificațiile necesare IEC (de remarcat utilizarea unor condensatoare și rezistențe de foarte mare stabilitate).

Tensiunea de alimentare stabilizată pentru preamplificatorul audio poate fi obținută cu schema din fig. 2. Și acest circuit este relativ scump și, împreună cu filtrul trece-jos de pe bara de ±24 V a circuitelor IC1 și IC2, realizează o excelentă suprimare a semnalelor RF, a brumului, a zgomotului generat de redresor și a interferenței la bornele rețelei. Potențiometrele semireglabile P1 și P2 sunt prevăzute pentru reglarea tensiunii de ieșire pe linia de ±24 V.

Cablajele pentru preamplificator și tensiunea de alimentare sunt date în figurile 3 și, respectiv, 4. Valorile corecte pentru R11, C4 și C5 sunt obținute prin conexiuni în paralel și în serie. Toate cele patru stabilizatoare de tensiune pot fi montate pe un radiator comun, dacă se prevede o izolare electrică.

Se recomandă cu insistență utilizarea com-



ponentelor de bună calitate pentru reglajul volumului și selectarea sursei de intrare – în acest sens, consultați bibliografia dată mai jos.

Bibliografie:

1. *Top of the range preamplifier*, Elektor Electronics, ianuarie 1987.

2. *Valve preamplifier*, Elektor Electronics, martie 1987.

3. *Electronics potentiometers*, Elektor Electronics, aprilie 1987.

Lista de componente:

Rezistențe (±5%):

R1 = 240 R
R2; R3 = 100 k
R4 = 43 k
R5 = 510 R
R6 = 47 k
R7; R8 = 1M0
R9 = 1k6
R10 = 165 RF
R11 = 3k16F + 4k64F
R12 = 95k3F
R13 ... R16 inclusiv; R27 ... R30 inclusiv = 10 R
R17 = 2M2
R18 = varistor SIOV S10K250 (Siemens)
R19 ... R22 inclusiv = 1R8
R23 = 220 R
R24 = 3k9
R25 = 120 R
R26 = 2k0
P1; P2 = 250 R semireglabil

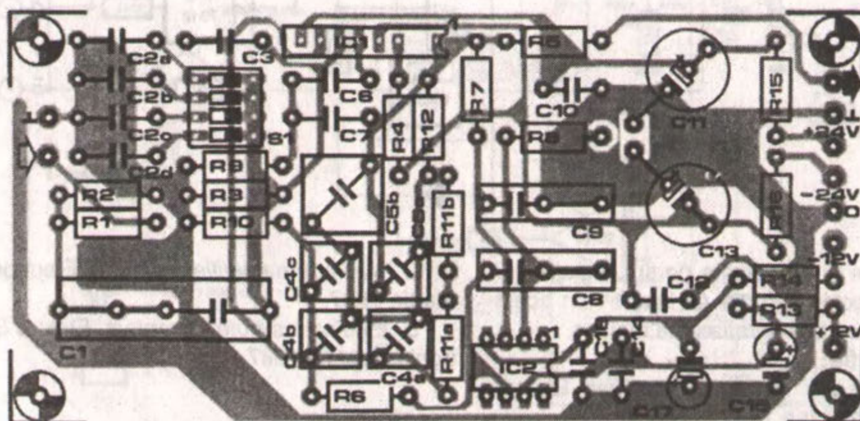
Condensatoare:

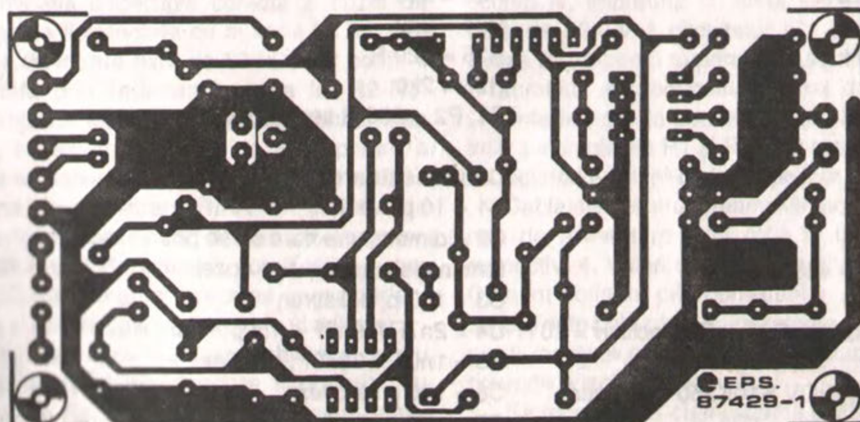
C1 = 10 µ; MKT
C2 = dimensiune care să se potrivească terminației capacitive a dozei
C3 = 100 p; polistiren
C4 = 2n7F // 6n8F // 150p0F; stiroflex
C5 = 1n0F // 33n0F; stiroflex
C6 = 100 p stiroflex
C7 = 470 p stiroflex

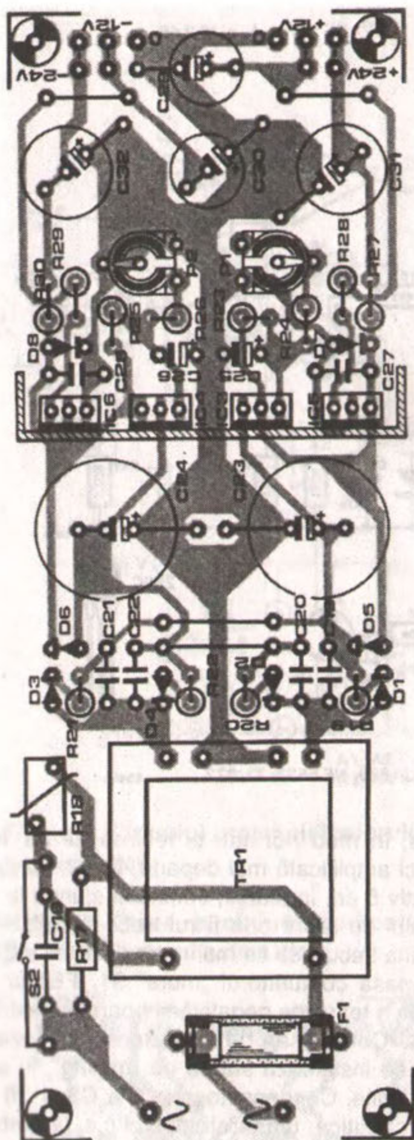
C8; C9 = 470 n MKT
C10; C12; C14; C16 = 220 n MKT
C11; C13; C29; C30 = 1000 µ / 25 V; radial
C15; C17 = 100 µ / 25 V; radial
C18 = 22 n / 630 V
C19 ... C22 inclusiv = 22 n
C23; C24 = 4700 µ / 40 V; radial
C25; C26 = 1 µ / 40 V; radial
C27; C28 = 100 n
C31; C32 = 2200 µ / 40 V; radial

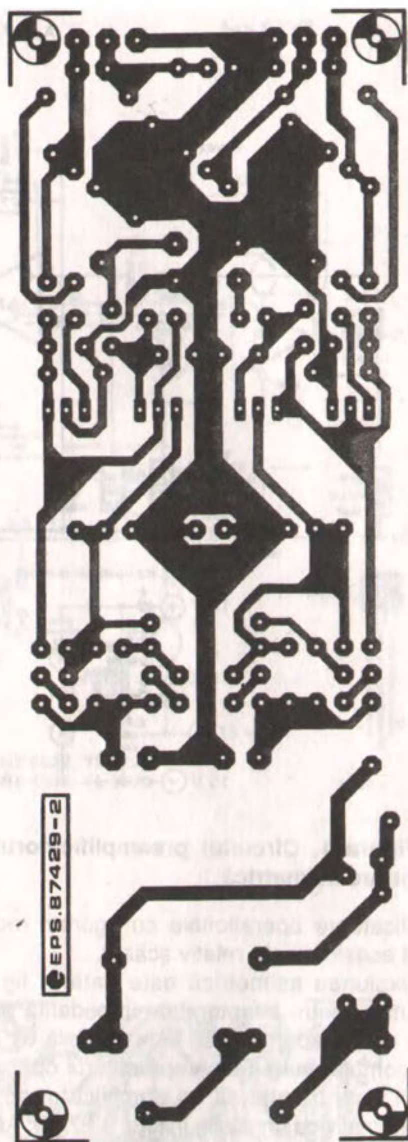
Semiconductoare:
D1 ... D8 inclusiv = 1N4001
IC1 = HA12017 (Hitachi)
IC2 = OP-77 (Precision Monolithics Inc.)
IC3 = LM317
IC4 = LM337
IC5 = 7812
IC6 = 7912

Diverse:
S1 = bloc de comutatoare DIP cu 4 sectoare
S2 = întrerupător de rețea
F1 = siguranță normală 250 mA cu sistem de montare pe placa de circuit
TR1 = 2 x 24 V; 100 mA, transformator de rețea ce se va monta pe placa de circuit
Radiator pentru IC3 ... IC6 inclusiv
Șaibe izolatoare pentru IC3 ... IC6 inclusiv
Placă de circuit imprimat tip 87429-1 și 87429-2









018 *Amplificator pentru microfon cu comutator de muting*

Din păcate, microfoanele produc numai un semnal mic și, prin urmare, necesită un preamplificator special pentru a le mări ieșirea. Deoarece sunt implicate semnale mici, raportul semnal-zgomot al preamplificatorului este un parametru foarte important.

În acest articol, prezentăm două circuite pentru un amplificator adecvat în aproape toate ocaziile: o versiune simetrică și una asimetrică. A fost încorporat un comutator pentru „mute", pe care vorbitorii îl pot utiliza când doresc să-și dreagă glasul. Deoarece, în prezent, există multe

1



Figura 1. Circuitul preamplificatorului cu intrare asimetrică.

amplificatoare operaționale cu zgomot redus, costul acestora este relativ scăzut.

Versiunea asimetrică este dată în fig. 1. Comutarea între adaptorul de impedanță mare și cel de impedanță mică este posibilă cu ajutorul comutatorului S2. Amplificatorul operațional A1 este montat ca un amplificator de curent alternativ cu un câștig în jurul a 27 dB. Acest etaj poate fi utilizat și ca amplificator în curent continuu: R3 și C1 sunt în această situație omise, iar valoarea lui R2 este scăzută la 22 k. Condensatorul C2 limitează lățimea de bandă a amplificatorului pentru a asigura o funcționare stabilă.

Indiferent dacă A1 funcționează ca amplificator de curent continuu sau de curent alternativ, componenta continuă este blocată la ieșirea sa cu ajutorul lui C3. Semnalul alternativ amplificat este aplicat etajului de „muting" T1. Acest tranzistor cu efect de câmp (FET) conduce, în mod normal, și ieșirea lui A1 este atunci amplificată mai departe, în A2, de aproximativ 5 ori. În sfârșit, semnalul ajunge la terminalul de ieșire prin filtrul trece-sus R13-C6. Sarcina trebuie să fie mai mare de 10 kΩ. Când se apasă comutatorul „mute" S1, FET-ul primește o tensiune negativă și poarta sa este închisă. Condensatorul C5 determină viteza cu care se instalează starea de „muting", în anumite limite. Condensatoarele C1, C3 și C6 pot fi electrolitice: măsurați nivelul c.c. la ambele borne pentru a determina modul în care trebuie conectate!

Varianta simetrică a preamplificatorului este dată în fig. 2. Singura diferență între aceasta și cea din fig. 1 este că, pentru a obține simetria, etajul de intrare constă acum din A1, A2, și A3. Amplificatoarele operaționale A1 și A2 asigură un câștig total de aproximativ 20 dB. Amplificatorul operațional A3 funcționează ca un amplificator diferențial, pentru a asigura suprimarea efectivă a zgomotului de mod comun și a interferenței.

2

Av = 20 dB

Av = 13,3 dB

Av = 6,7 dB

* see text

HI/LO IMP

S2

R1 330Ω
R2 22k
R3 22k
R4 330Ω

R5 6k8
R6 1k5
R7 6k8

A1
A2
A3
A4

R8 1k2
R9 5k6
R10 1k2
R11 5k6
R12 5k6
R13 12k
R14 1M
R15 150k
R16 120k
R17 120k
R18 10k
R19 270k

C1 22p
C2 * 1µ5
C3 47n
C4 220n
C5 220n
C6 100n

BF 256C
T1
T2
BC 547B

D1
AA 119

S1
MUTE

RL > 10 k

15 V

R1 . . . R4 = metal film

IC1
IC2

A1, A2 = IC1 = LM 833; NE 5532; TL 072
A3, A4 = IC2 = LM 833; NE 5532; TL 072

85450-2

Figura 2. Circuitul preamplificatorului cu intrare simetrică.

Figura 3. Placa de circuit imprimat pentru preamplificatorul asimetric.

3

EPS. 85450

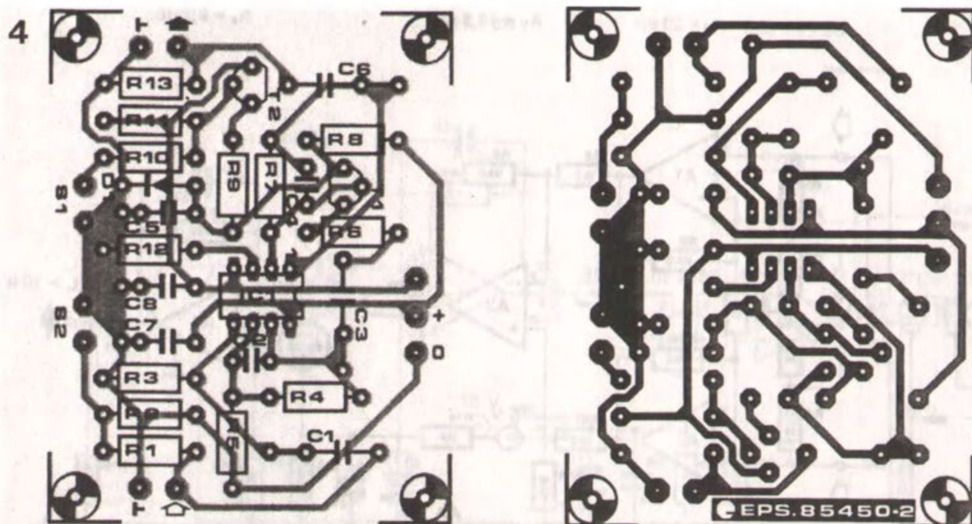


Figura 4. Placa de circuit imprimat pentru preamplificatorul simetric.

Lista componentelor (figura 3)

Rezistenţe:
R1 = 680 Ω peliculă metalică
R2, R3 = 47 k peliculă metalică
R4, R7, R12 = 22 k
R5 = 1 k
R6 = 4k7
R8 = 1 M
R9 = 150 k
R10, R11 = 120 k
R13 = 270 k

Condensatoare:
C1 = 1 μ / 16 V MKT (vezi textul)
C2 = 22 p
C3 = 2μ2 MKT (vezi textul)
C4 = 10 p
C5 = 47 n
C6 = 1μ5 MKT (vezi textul)
C7, C8 = 220 n

Semiconductoare:
D1 = AA119
T1 = BF256C
T2 = BC547B
IC1 = LM883; NE5532; TL072

Diverse:
S1 = buton cu revenire cu contact normal-deschis
S2 = comutator miniatură
Placă de circuit imprimat 85450-2

Lista componentelor (figura 4)

Rezistenţe:
R1; R4 = 330 Ω peliculă metalică
R2, R3 = 22 k peliculă metalică
R5, R7 = 6k8
R6 = 1k5
R8, R10 = 1k2
R9, R11, R12 = 5k6
R13 = 12 k
R14 = 1 M
R15 = 150 k
R16, R17 = 120 k
R18 = 10 k
R19 = 270 k

Condensatoare:
C1 = 22 p
C2 = 1μ5 MKT (vezi textul)
C3 = 47 n
C4, C5 = 220 n
C6 = 100 n

Semiconductoare:
D1 = AA119
T1 = BF256C
T2 = BC547B
IC1, IC2 = LM833; NE5532; TL072

Diverse:
S1 = buton cu revenire cu contact normal-deschis

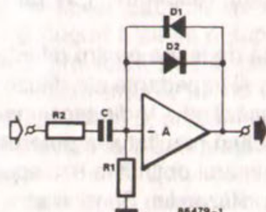
S2 = comutator miniatură
Placă de circuit imprimat 85450-1
Placă de circuit imprimat 85450-2

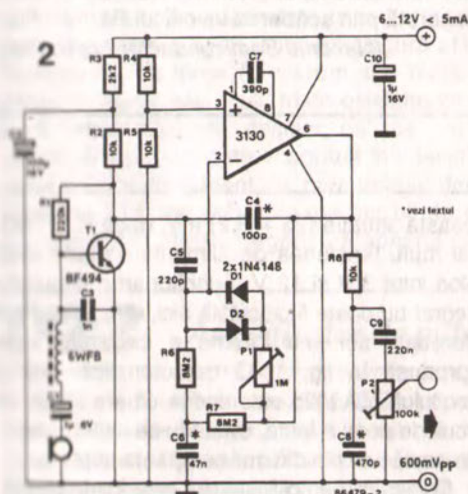
MKT = folie din plastic politereftalat placată cu metal

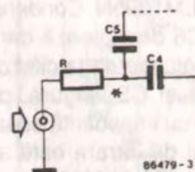
019 *Procesor pentru semnal de microfon*

În sistemele de comunicații, intercomunicații și radiotelefonie mobilă este necesară amplificarea semnalului provenit de la microfon numai într-un domeniu restrâns. Acest lucru poate fi realizat cu ajutorul unui compresor sau al unui sistem de tăiere. Primul asigură o distorsionare scăzută, dar schema lui este destul de complexă, în timp ce sistemul de tăiere are o construcție simplă, dar prezintă distorsiuni armonice și de intermodulație apreciabile. Dintre acestea două, distorsiunea de intermodulație este indiscutabil cea mai supărătoare; în realitate, admisibilitatea unui sistem de tăiere într-un procesor de semnal audio ar fi mult mai mare dacă sistemul nu ar cauza distorsiuni de intermodulație atât de puternice.

În schema alăturată, distorsiunea de intermodulație este redusă prin comandarea cu semnal a punctului de comutație. Principiul de funcționare este dat în fig. 1. Amplificatorul are o intrare cu impedanță foarte mare (valoarea lui R1). Când nivelul semnalului este atât de mic încât diodele nu conduc, punctul de tăiere este determinat de R1-C. Imediat ce diodele conduc, impedanța de intrare a amplificatorului se micșorează, lucru ce determină deplasarea în sus a punctului de tăiere. Amplificarea minimă a frecvențelor este, în această situație, mai mică și aceasta intensifică inteligibilitatea. În realitate, inteligibilitatea unui semnal procesat în acest mod este mult mai bună decât cea a unui semnal tăiat în mod convențional.







În schema din fig. 2 este detaliată realizarea principiului. Tranzistorul T1 este un preamplificator de microfon cu zgomot redus. Circuitul de tăiere se bazează pe A1: nivelul de limitare este fixat cu P1. Valorile anumitor componente depind de aplicație: în tabel sunt date câteva indicații.

Aplicație	C4	C6	C8
Hi-Fi	–	47 nF	470 pF
Comunicații sau intercomunicații	100 ÷ 220 pF	0 ÷ 4,7 nF	4,7 nF

Pentru semnale de intrare mai mari decât circa 100 mV, preamplificatorul pentru microfon poate fi omis. Semnalul de intrare este în această situație aplicat, printr-o rezistență (R din fig. 3), punctului comun C4-C5. Valoarea lui R trebuie să fie astfel aleasă încât, sumată cu valoarea microfonului utilizat, să dea aproximativ 10 kiloohmi.

020 Miniamplificator

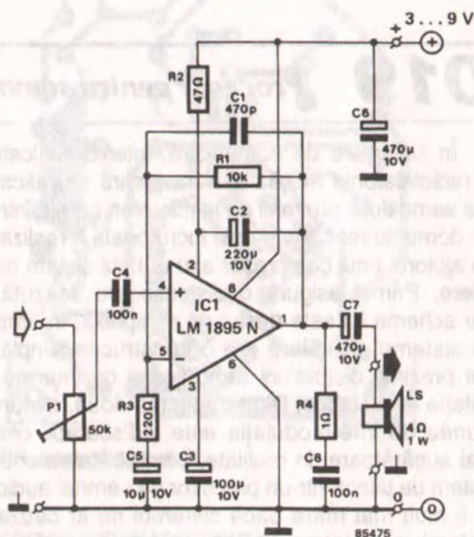
Acest amplificator micuț, ce funcționează la 3 ... 9 V și generează la ieșire 1 W pentru un difuzor de 4 Ω, este unul din acele circuite din care nu ai niciodată destule. Amplificatorul este constituit în principal dintr-un circuit integrat DIL cu 8 pini, tip LM1895N. Condensatoarele electrolitice C2 și C6 decuplează barele de alimentare; C7 evită ajungerea la difuzor a tensiunii continue; iar C3 și C5 asigură, pentru frecvențele audio, o cale cu impedanță scăzută către masă.

Semnalul de intrare este aplicat, prin P1 și C4, la pinul 4 al lui LM1895N. Rezistența R4 și condensatorul C8 elimină orice tendință de oscilație, adică îmbunătățește stabilitatea.

Amplificarea este determinată de R1 și R3: este de ordinul a 50. Condensatorul C1, în paralel cu R1, asigură anularea amplificării pentru frecvențe ce depășesc circa 20 kHz. Dacă se intenționează utilizarea amplificatorului cu un mic receptor AM, este de dorit ca amplificarea să se anuleze la o frecvență mai joasă. Aceasta se obține prin mărirea lui C1; de exemplu, dacă valoarea sa este dublată, amplificarea începe să scadă la 20 / 2 = 10 kHz.

Pe placa de circuit imprimat dată în fig. 2 (care nu se poate procura gata realizată), P1 poate fi înlocuit cu o conexiune cablată; comanda volumului este în acest caz preluată de un potențiometru logaritmic extern, conectat la placa de circuit imprimat printr-un scurt cablu audio ecranat.

Consumul de curent este 2,5 mA la 3 V sau 7,5 mA la 9 V, în absența semnalului, și 80 mA la 3 V sau 270 mA la 9 V, în condiții de sarcină maximă: în ultimul caz, puterea de ieșire este 100 mW sau, respectiv, 1 W pe o sarcină de 4 ohmi.



Puterea de ieșire pentru diferite tensiuni de alimentare și impedanțe ale difuzorului poate fi estimată scăzând 1 V din tensiunea de alimentare și ridicând rezultatul la puterea a doua. Se împarte numărul obținut la 8 și apoi, din nou, la impedanța difuzorului. Sensibilitatea amplificatorului este aproximativ 50 mV. Aceasta poate fi micșorată prin scăderea valorii lui R1.

(National Semiconductor Application)

021 Miniamplificator stereo

Acest miniamplificator este construit cu circuitul integrat de tipul TEA2025 fabricație Thomson. În această componentă DIL cu 16 pini se ascunde un amplificator stereo care, cu o tensiune de alimentare de 9 V, furnizează la ieșire 1 watt pe fiecare canal, pentru un difuzor de 4 ohmi. La ieșirea maximă, sensibilitatea de intrare este circa 25 mV_{VV}. Dacă este prea sensibil, poate fi conectată o rezistență R între pinul 6 și C7 și între pinul 11 și C2. Sensibilitatea devine în această situație (25 + R/2) mV, dacă R > 1 kΩ. Mai mult, tensiunea de alimentare poate avea valori între 3 V și 12 V. Funcționarea circuitului integrat nu poate fi discutată aici, dar, pentru cei interesați, schema internă a circuitului este reprodusă în fig. 1. O caracteristică utilă a circuitului TEA2025 este aceea că are inclus un circuit de pornire lentă, evitându-se astfel zgomotele neplăcute din difuzor ce apar la cuplare.

Construcția amplificatorului este foarte simplă,

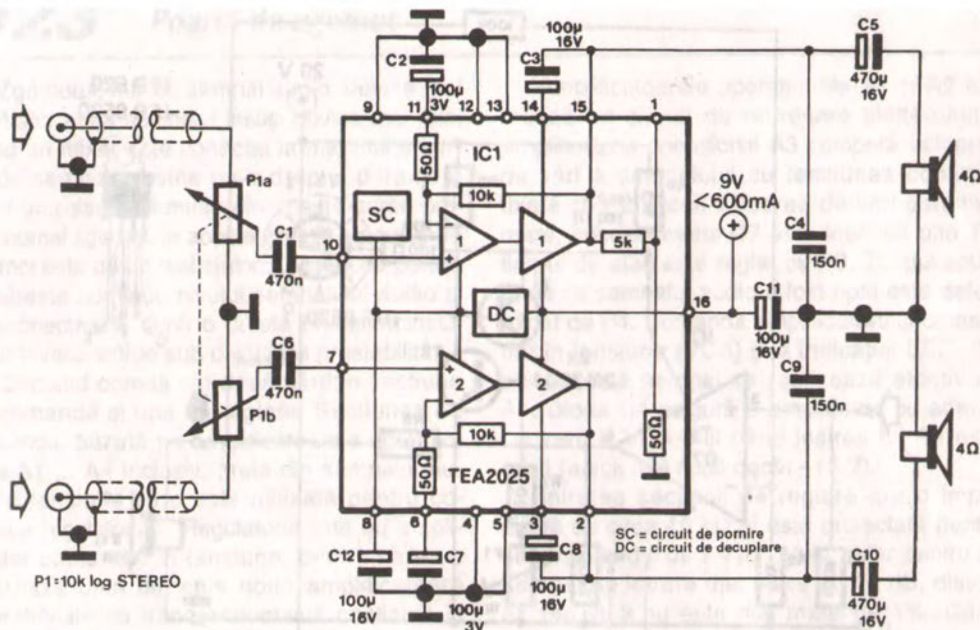


Fig. 1. Schema miniamplificatorului.

dar are particularitățile sale. În primul rând, este masa, care, în acest caz, nu trebuie să fie îngustă, ci mai degrabă să fie o suprafață metalică (dacă vă proiectați singuri placa de circuit imprimat, masa trebuie să fie din cupru). Pe cât posibil, pinii 4 și 5, precum și pinii 12 și 13, trebuie conectați la o suprafață (din cupru) nu mai mică de 5 cm^2. Cele două suprafețe trebuie conectate într-o manieră convenabilă, și într-un astfel de aranjament încât sub circuitul integrat să se formeze un radiator, așa cum este redat în fig. 2. Aceasta asigură atât o bună conducție termică, precum și o bună legătură la masă. Mai mult, toate celelalte conexiuni trebuie păstrate, desigur, cât mai scurte posibil. Acest lucru este important în special în cazul barelor de alimentare, care trebuie decuplate, cu C11, cât mai aproape posibil de circuitul integrat. Borna negativă a acestui con-

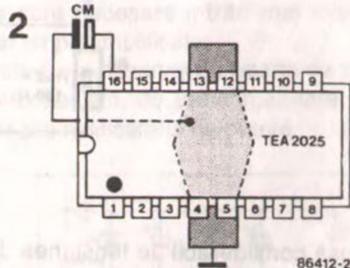


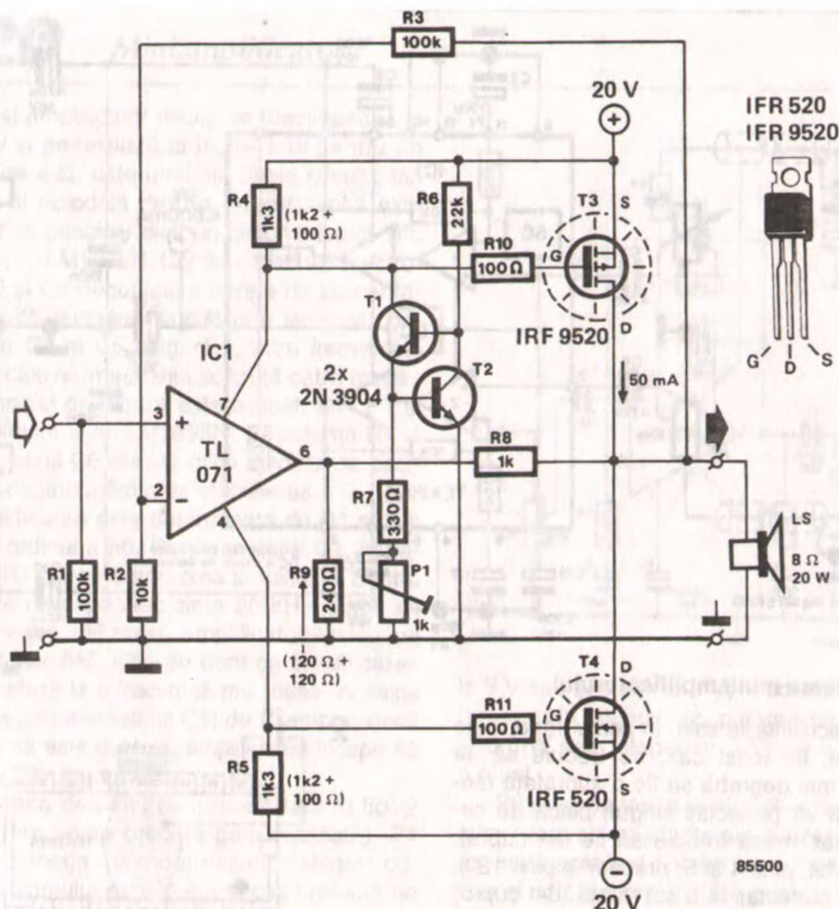
Fig. 2. Această construcție a suprafeței de masă ca radiator este și practică și economică în ceea ce privește spațiul.

densator trebuie lipită direct pe suprafața ce reprezintă masa; borna pozitivă este lipită normal la pinul 16.

În sfârșit, pentru o ieșire de putere de aproximativ 0,25 W distorsiunea este în jur de 0,3%.

022 *Amplificator de putere cu MOSFET*

Puterea de ieșire a unui amplificator operațional este adesea mărită cu ajutorul unui repetor pe emitor complementar. De asemenea, acest lucru poate fi realizat cu un MOSFET, dar nu este o idee bună să se conecteze o astfel de componentă electronică în montaj de repetor complementar pe sursă, deoarece tensiunea maximă de ieșire a amplificatorului operațional



este redusă considerabil de tensiunea de comandă poartă-sursă a MOSFET-ului, care poate fi de câțiva volți.

O altă modalitate este de a conecta două MOSFET-uri ca repetor complementar pe drenă. Curentul de ieșire (alternativ) generat de MOSFET-uri este limitat de nivelul tensiunilor de alimentare și de tensiunile de saturație ale lui T3 și T4. Rezistența R8, împreună cu R9, realizează reacția atât pentru amplificatorul operațional cât și pentru MOSFET-uri. Prin urmare, amplificarea în buclă deschisă a amplificatorului operațional este crescută cu (1 + R8/R9). Amplificarea în buclă închisă a amplificatorului complet este (1 + R3/R2), adică 11.

Sursa de curent formată de T1 și T2 este necesară pentru fixarea la 50 mA a curentului de repaus al lui T3 și T4. Valorile rezistențelor R4 și R5 sunt alese astfel încât, fără sursa de curent, căderea de tensiune pe rezistențe, rezultată din curentul continuu prin amplificatorul operațional, să nu fie suficientă pentru a deschide T3 și T4. Cu sursa de curent, și în funcție de poziția lui P1, tensiunile pe R4 și R5 cresc, ducând la creșterea curentului de repaus prin T3 și T4. Având în vedere dependența de temperatură a curentului de repaus, T2 trebuie montat pe același radiator (c. 5°K/W) cu MOSFET-urile.

Puterea de ieșire nu este mai mică de 20 W pe 8 Ω, nivel la care distorsiunea armonică crește la 0,075% pentru 100 Hz și la 0,135% pentru 10 kHz.

Bibliografie: *Voice coil drives using complementary power MOSFETS*

de M. Alexander în *Motor-Con proceedings*, aprilie 1984

023 *Poartă de zgomot*

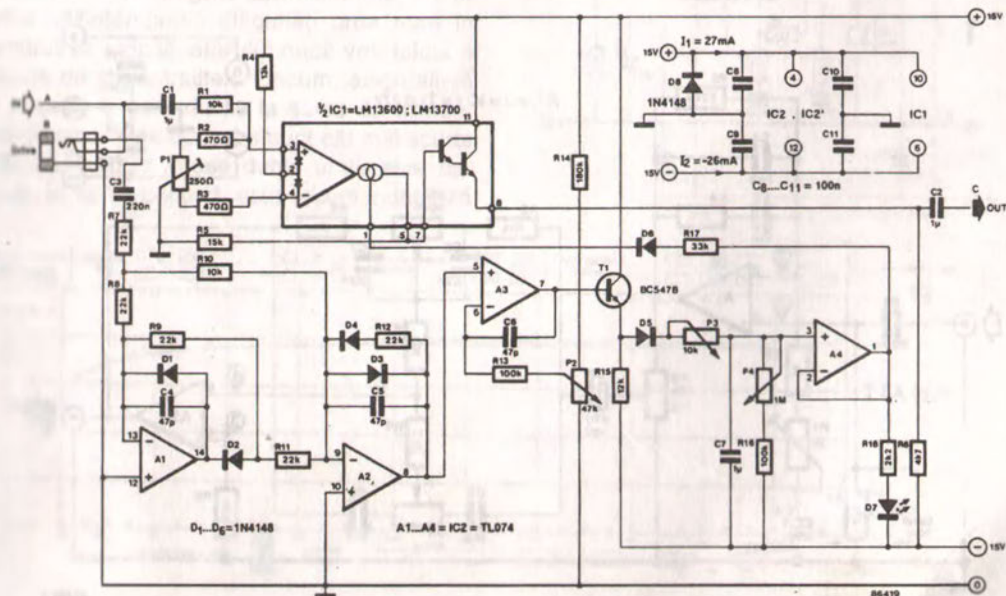
Zgomotul, într-un semnal audio, devine mai supărător dacă semnalul însuși devine mai mic. Când un mixer este conectat la mai multe surse de semnal, devine de-a dreptul deranjant când una sau mai multe din aceste surse produc numai zgomot. În aceste situații, o poartă de zgomot este de un real ajutor. O astfel de poartă urmărește continuu nivelul semnalului audio și îl deconectează, după o durată predeterminată, dacă nivelul scade sub o valoare prestabilită.

Circuitul constă din două părți: o secțiune de comandă și una de reglare. Secțiunea de comandă, bazată pe amplificatoarele operaționale A1 ... A4 inclusiv, preia din semnalul audio o tensiune care este utilizată pentru comanda regulatorului. Regulatorul este un amplificator comandat în tensiune, pentru care se utilizează unul din cele două amplificatoare operaționale cu transconductanță conținute în tipurile LM13600 sau LM13700. Pentru un sistem stereo, sunt necesare o secțiune de comandă și două secțiuni de reglare. Pentru o versiune mono dublă, sunt necesare două secțiuni de comandă și două regulatoare. Un LM13600 sau LM13700 vor fi astfel suficiente pentru toate aceste cerințe.

Amplificatoarele operaționale A1 și A2 formează un circuit de redresare bialternanță. Amplificatorul operațional A3 compară valoarea de vârf a semnalului cu tensiunea continuă fixată cu P2. Dacă valoarea de vârf este mai mare, condensatorul C7 este încărcat prin T1: timpul de atac este reglat cu P3. Timpul scurs după ce semnalul audio a fost oprit este determinat de P4. Comanda amplificatorului comandat în tensiune (VCA) și a indicației LED-ului când există semnal se realizează efectiv cu A4. Dioda D4 asigură o amplificare cu adevărat zero a VCA-ului când ieșirea lui A4 este mică (adică mai mică decât −15 V).

Intrarea secțiunii de reglare are o impedanță de circa 10 kΩ și este proiectată pentru semnale audio de 1 V_{ef}. Totuși, chiar pentru un semnal de intrare mai mare cu 12 dB, distorsiunea încă nu este mai mare de 1%. Când sunt necesare tensiuni de intrare mai mari, valoarea lui R1 trebuie modificată corespunzător. Când sunt necesare intrări mai mici, trebuie utilizat un preamplificator.

Astfel, s-a observat că poarta de zgomot ar trebui conectată, de preferință, între preamplificator și amplificatorul de putere.



Nivelul de ieșire este fixat cu R5, iar P1 permite ca circuitul să fie reglat pentru zgomote minime de comutare. În acest scop, intrarea de comandă este cuplată și decuplată cu S1, în timp ce intrarea audio rămâne în circuit deschis.

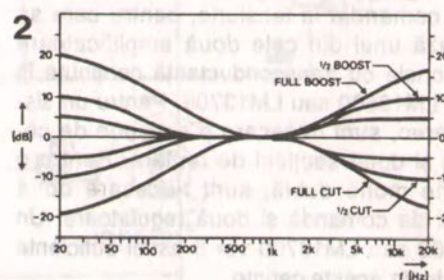
Este cel mai bine să se utilizeze o mufă de șasiu de 3,5 mm cu contacte deschise, pentru intrarea de comandă: contactul deschis înlocuiește în această situație S1. Imediat ce jack-ul este introdus în mufă, legătura între intrarea audio și stabilizator este întreruptă.

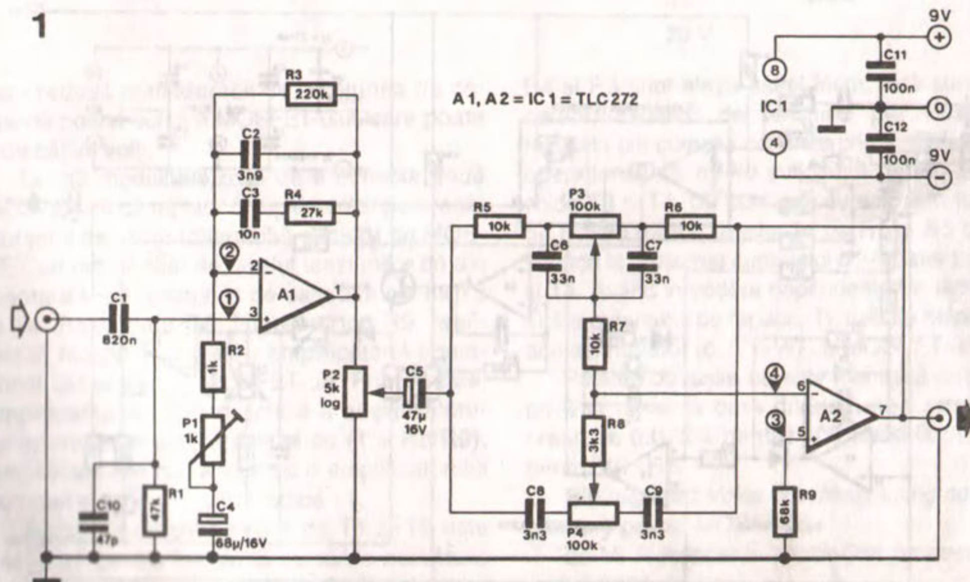
Acest tip de intrare de comandă prezintă mai multe efecte deosebite, cum ar fi, să zicem, comutarea unei unități de ecou la comanda (nivel de semnal suficient de ridicat) unui instrument dat (de exemplu, o tobă). În acest scop, instrumentul de comandă este introdus la intrarea de comandă, iar regulatorul este conectat la unitatea de efecte sonore.

024 *Preamplificator simplu*

Această schemă întrunește cerințele unui preamplificator ieftin, bun calitativ și echipat cu o schemă de comandă a tonului.

Schema circuitului este dată în fig. 1. Amplificarea etajului de intrare construit cu amplificatorul operațional A1 este reglabilă între 10 și 20, cu ajutorul semireglabilului P1. Nivelul de 0 dB de la intrare este 50 mV, iar impedanța și capacitatea de intrare sunt 47 kΩ și, respectiv, 47 pF, pentru a permite conectarea ușoară a majorității tipurilor de casetofoane. Secțiunea de comandă a tonului este de tipul Baxandall standard, cu P3 și P4 pentru reglajele de bas și acute. În fig. 2 sunt date curbele frecvență - amplificare, pentru diferite poziții ale comenzii de ton. Aici, nivelul de 0 dB corespunde la 1 V.





Consumul de curent al acestui preamplificator este modest, în jurul a 5 mA. Când circuitul este corect echilibrat, punctele de măsură indicate trebuie să fie foarte apropiate de potențialul masei. Desigur, pentru a obține un preamplificator stereo, acest circuit trebuie dublat.

025 *Amplificator de 40 W pe un singur cip*

Pentru a răspunde cerințelor unui amplificator compact care să fie capabil să funcționeze satisfăcător când este comandat de un compact-disc player, Philips a dezvoltat cipul cu amplificator tip TDA1514 AF, care este remarcabil pentru caracteristicile sale excepționale, distorsiuni scăzute și puterea la ieșire. Dispozitivul este conținut într-o capsulă cu 9 pini SIL POWER, care are o rezistență termică mai mică de 1,5°K/W, astfel încât radiatorul necesar trebuie să aibă o rezistență termică nu mai mare de 3,8°K/W dacă cipul lucrează în regimul de disipație maximă de 19 W ($U_b = \pm 27,5$ V, $T_a = 50$°C).

Schema circuitului arată că sunt necesare foarte puține componente pentru a construi acest amplificator cu performanțe deosebite. Sursa de alimentare pentru cip trebuie să poată dezvolta un curent de cel puțin 3 A; curentul de repaus este de aproximativ 60 mA. Tensiunea de alimentare nu trebuie să depășească ±27,5 V.

Deși această schemă nu are la bază o placă de circuit imprimat gata confecționată, nu ar trebui să întâmpinați dificultăți prea mari în construirea amplificatorului dacă veți folosi o plăcuță de sticlostratitex. Oricum, asigurați-vă că traseele și conexiunile la sursa de alimentare și terminalele de ieșire sunt cât mai scurte posibil și utilizați trasee duble unde este necesar. În acest context, este recomandabil să montați condensatoarele de decuplare C3 și C8 cât mai aproape posibil de pinii pentru alimentare ai cipului. Rezistențele R2 și R3 determină câștigul în tensiune în buclă închisă al amplificatorului, care poate fi variat între 20 și 46 dB.

În sfârșit, câteva date de măsură, obținute cu un prototip al amplificatorului:

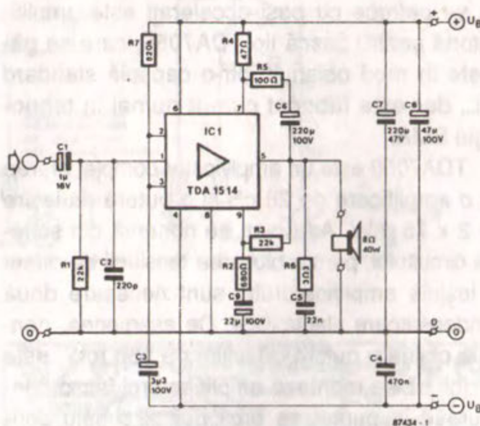
P_0 la $D_{tot} = -60$ dB

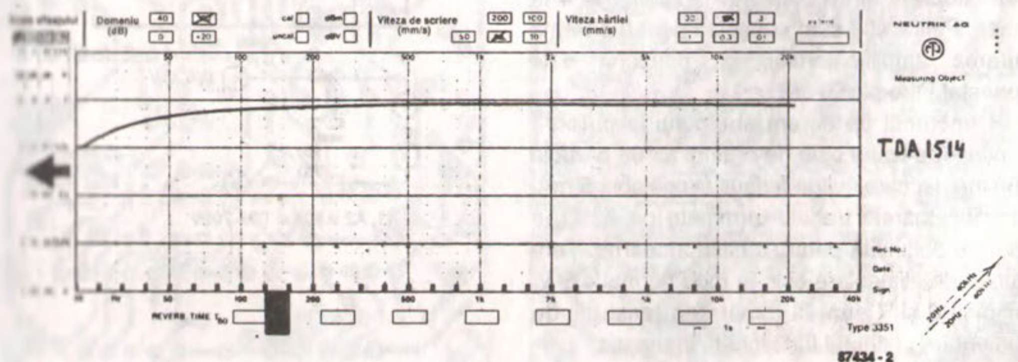
$U_b = \pm 27,5$ V; $R_L = 8\ \Omega$: 40 W

S/Z la $P_0 = 50$ mW: 82 dB

Rejecția zgomotului de rețea la f = 100 Hz: 72 dB

Distorsiune armonică la $P_0 = 32$ W: –85 dB





Distorsiune de intermodulație la Po = 32 W: –80 dB

3 dB lățime de bandă la D_{tot} = –60 dB: 20 ÷ 25 000 Hz

Curba amplificării în funcție de frecvență și tabelul cu distorsiunile armonice arată că acest amplificator realizează o reproducere a sunetului foarte bună la un nivel considerabil al puterii de ieșire. Viteza de creștere: 15 V/µs

$P_o = 10 W_{ef}$

Nivel total de distorsiune armonică

Nr ordine	1	2	3	4	5	6
100 kHz	-79	-84	-84	–	–	–
1 kHz	-69	-82	-78	-86	-82	–
10 kHz	-55	-76	-65	x	x	x

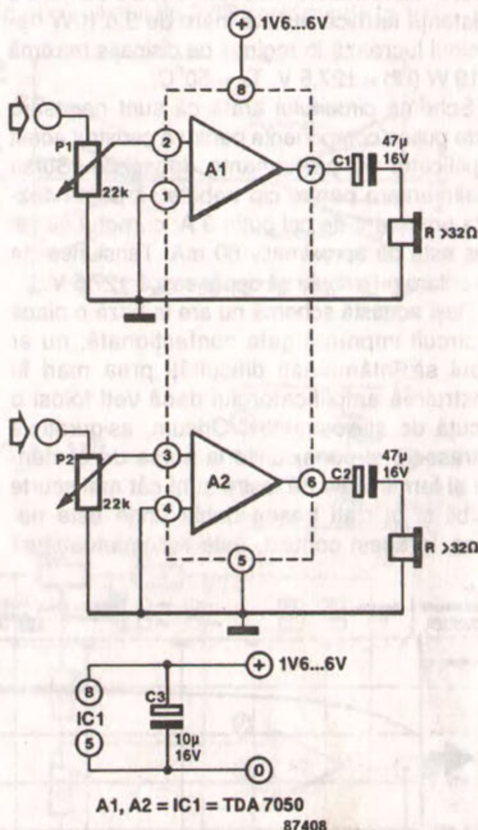
–: subpragul de zgomot al analizorului (-87 dB)
x: analizor impropriu pentru măsurări

026 *Amplificator SMD pentru cască*

Deși utilizarea SMD-urilor (dispozitive cu montare pe suprafață) nu este încă larg răspândită printre electroniștii amatori, iar accesul la aceste componente este încă problematic în anumite zone, se pare că nu există nici o cale de oprire a miniaturizării continue a cipurilor și circuitelor. Un exemplu elocvent al acestui fapt ce se petrece cu pași accelerați este amplificatorul pentru cască tip TDA7050, care se găsește în mod obișnuit într-o capsulă standard DIL, dar este fabricat curent numai în tehnologie SMA.

TDA7050 este un amplificator complet stereo cu o amplificare de 26 dB și o putere de ieșire de 2 x 75 mW. Așa cum se observă din schema circuitului, pentru blocarea tensiunii de offset la ieșirile amplificatorului sunt necesare două condensatoare electrolitice. De asemenea, pentru a obține o putere de ieșire de 150 mW, este posibil să se monteze amplificatorul într-o configurație în punte: se omit pur și simplu condensatoarele și se conectează pinii 2 și 4 la masă. Pinii 1 și 3 sunt conectați pentru a forma intrarea amplificatorului, iar difuzorul este conectat între pinii 6 și 7.

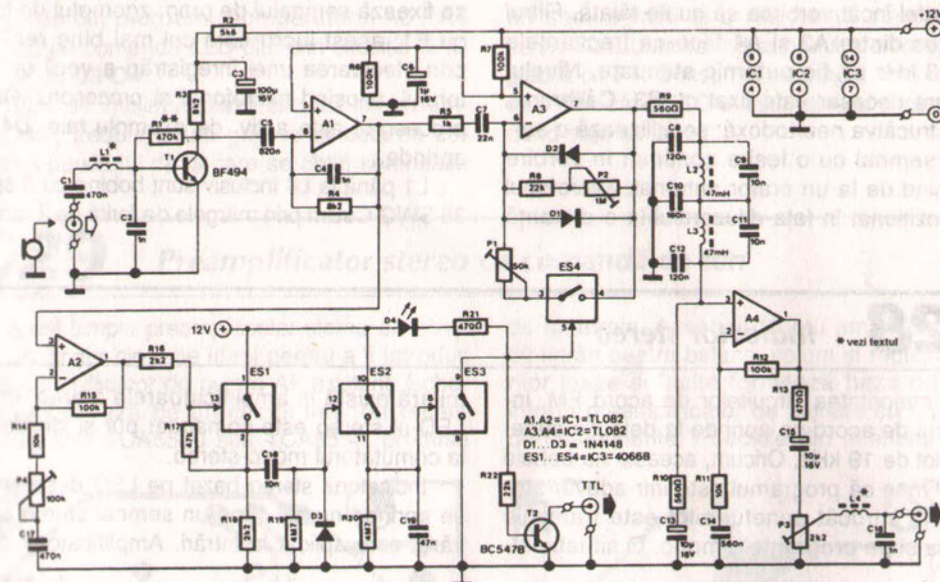
Consumul de curent al cipului la puterea maximă de ieșire este de ordinul a 100 până la 150 mA, iar curentul de repaus atinge abia 5 mA. Amplificatoarele trebuie terminate pe 32 Ω, o valoare obișnuită pentru căștile moderne. Tensiunea de alimentare este în mod normal 4,5 V, iar pinii 6 și 7 sunt la jumătatea tensiunii de alimentare în timpul funcționării în repaus.

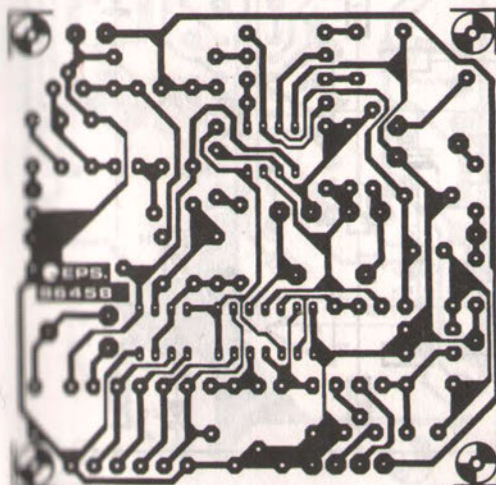


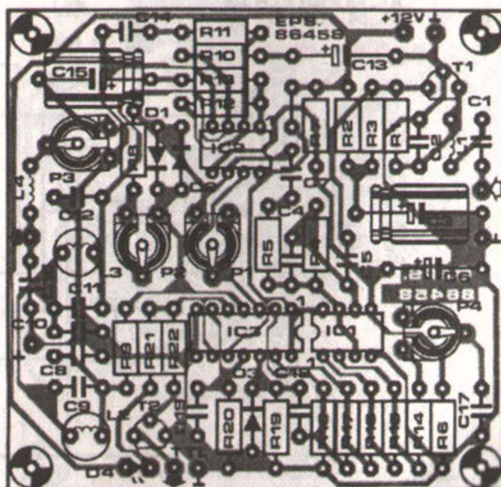
027 Procesor de vorbire cu suprimarea zgomotului de fond

În mod obișnuit, procesorul de vorbire este utilizat în instalațiile cu adresare publică și în emițătoarele utilitare. El mărește valoarea medie a semnalului vorbit, astfel că, în pofida unui zgomot de fond mare sau, în cazul transmisiilor radio, a multor interferențe, recunoașterea vorbirii rămâne posibilă. Oricum, în multe cazuri este deranjant că acest brum sau interferență sunt amplificate odată cu semnalul dorit. Un remediu posibil, așa cum s-a construit aici, este de a asigura un prag reglabil la care procesorul de vorbire să devină activ.

Conform schemei, semnalul de la microfon este amplificat de T1 (un amplificator cu zgomot redus) și de A1. Limitarea (sau tăierea) semnalului are loc în A3.







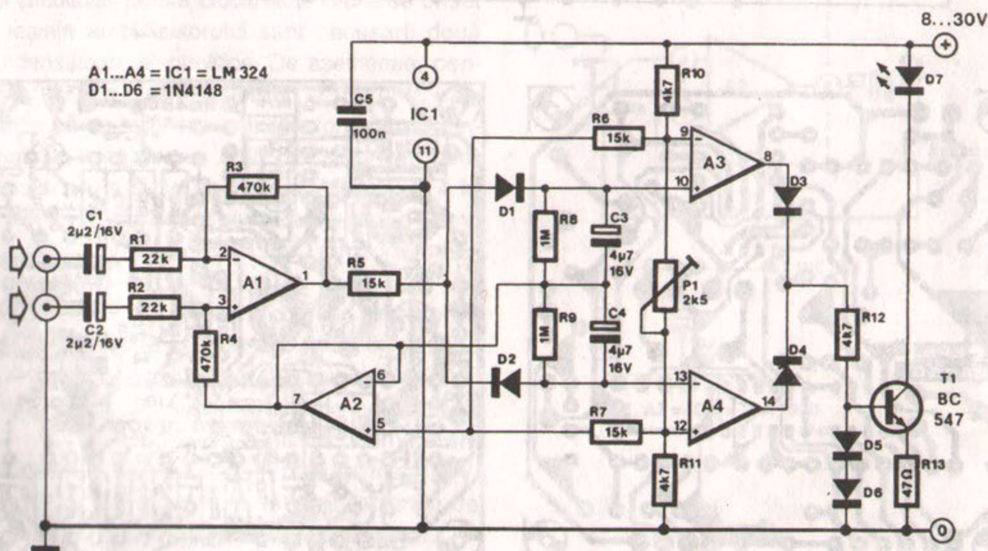
Semnalul (preluat de la ieșirea lui A1) este de asemenea amplificat în A2. Când ieșirea acestui amplificator operațional atinge un anumit nivel, comutatorul electronic ES1 este activat. În consecință, monostabilul format de ES2 își schimbă starea și ES3 se închide, moment în care ES4 se deschide, și el, la rândul lui, crește amplificarea lui A3. Când ES4 este închis, amplificarea lui A3 este determinată de raportul P1:R5; când comutatorul este deschis – de raportul (P2 + R8) : R5. Timpul mono, determinat de constanta de timp R20 - C19, a fost ales astfel încât vorbirea să nu fie tăiată. Filtrul trece-jos dintre A3 și A4 face ca frecvențele peste 3 kHz să fie puternic atenuate. Nivelul de ieșire necesar este fixat cu P3. Calibrarea este întrucâtva neortodoxă: se utilizează o sursă de semnal cu o ieșire continuă în vorbire provenind de la un orator antrenat. Microfonul este poziționat în fața difuzorului la o distanță normală și nivelul sunetului este ajustat brut la nivelul utilizatorului. Apoi, se conectează o pereche de căști la ieșirea procesorului și ne asigurăm că numai ieșirea acestor căști poate fi auzită. Se reglează P4 pe rezistența maximă și apoi se fixează nivelul de tăiere cu P2 (ceea ce reprezintă o problemă de gust personal). La nivelul maxim de tăiere, inteligibilitatea vorbirii va rămâne bună în prezența interferențelor, dar va avea un caracter oarecum strident, metalic. Apoi se reglează P1 pe rezistență maximă și P4 până dispare orice brum. La sfârșit, se fixează semnalul de prag: zgomotul de fond cu P1; acest lucru este cel mai bine realizat prin efectuarea unei înregistrări a vocii utilizatorului, folosind microfonul și procesorul. Când procesorul este activ, de exemplu taie, D4 se aprinde.

L1 până la L4 inclusiv sunt bobine cu 6 spire 36 SWG CuEm prin mărgele de ferită de 3 mm.

028 *Indicator stereo*

La majoritatea circuitelor de acord FM, indicatorul de acord se aprinde la detecția sunetului pilot de 19 kHz. Oricum, aceasta nu trebuie să însemne că programul este într-adevăr stereofonic, întrucât sunetul pilot este transmis adesea și pe programele mono. O situație similară există în amplificatoarele stereo, unde LED-ul stereo este comandat pur și simplu de la comutatorul mono-stereo.

Indicatorul stereo bazat pe LED descris aici se aprinde numai când un semnal stereo adevărat este aplicat la intrări. Amplificatorul dife-

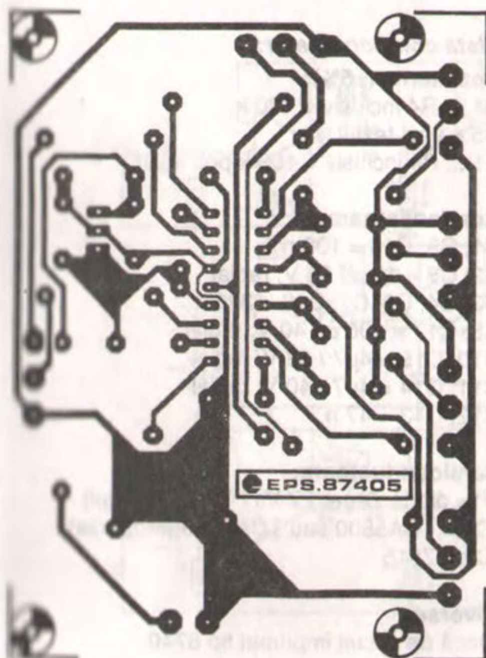


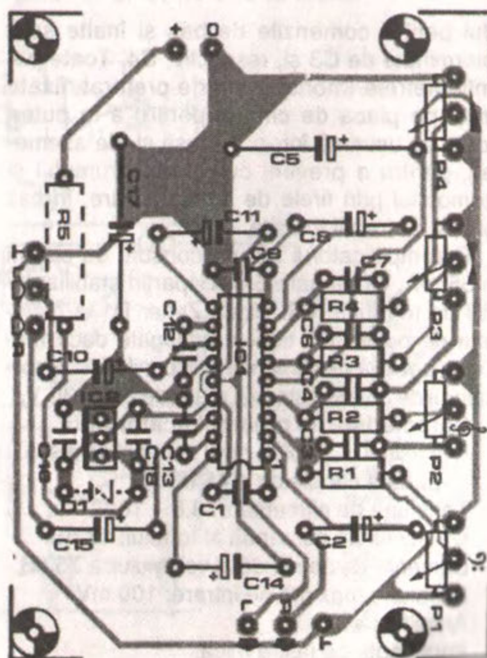
rențial A1 mărește diferența dintre semnalele de intrare L (stâng) și R (drept). Când acestea sunt egale, ieșirea lui A1 rămâne la același potențial ca și ieșirea lui A2, care formează o masă virtuală la jumătatea tensiunii de alimentare. Când A1 detectează o diferență între semnalele de intrare L și R, el generează o tensiune pozitivă sau negativă față de masa virtuală și determină încărcarea lui C3 prin D1, sau a lui C4 prin D2. Rezistențele conectate în paralel cu aceste condensatoare asigură descărcarea lentă pe punte în timpul perioadelor silențioase din program. Comparatorul A3 - A4 comută pe comanda LED-ului prin circuitul SAU format cu D3-D4.

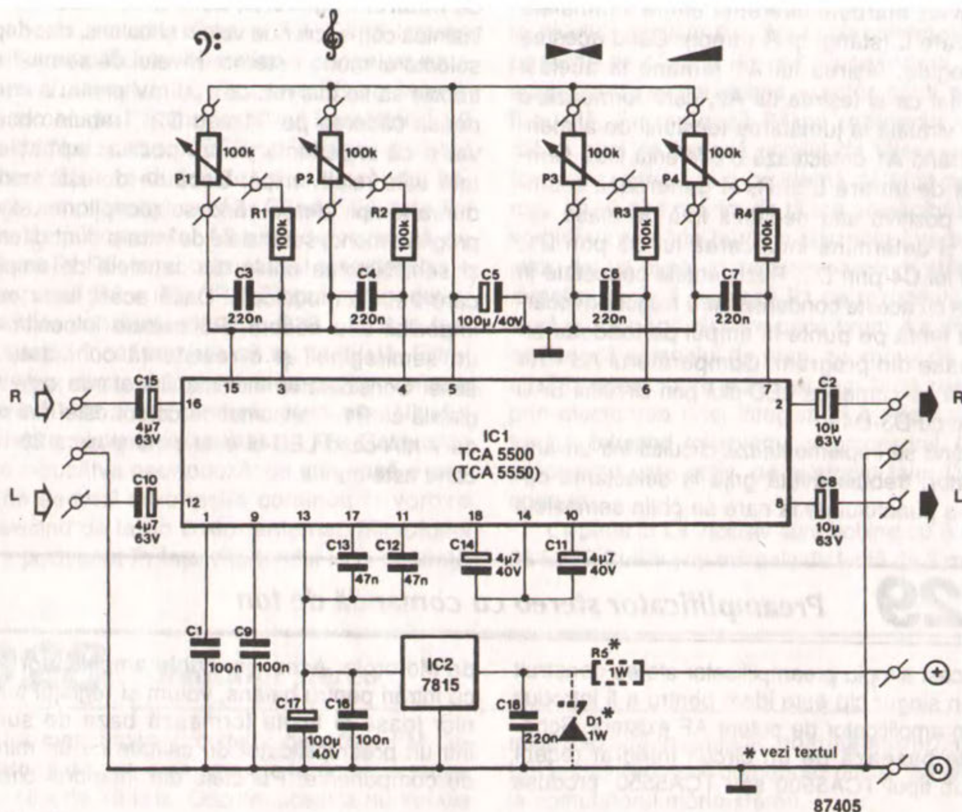
Când se implementează circuitul într-un amplificator, trebuie avută grijă la selectarea corectă a punctului de la care se obțin semnalele de intrare. În general, acesta ar trebui să fie înaintea comenzilor de volum și balans, dar după selectorul mono / stereo. Nivelul de semnal nu trebuie să fie mai mic de 100 mV pentru a compensa căderea pe D1 sau D2. Trebuie observat și că impedanța pentru poziția „tap“ selectată este relativ mică. Dacă se dorește aprinderea lămpii stereo când se recepționează un program mono, semnalele de intrare sunt diferite și sensibilitatea unuia din canalele de amplificare trebuie modificată. Dacă acest lucru este imposibil sau nedorit, R3 trebuie înlocuită cu un semireglabil și o rezistență conectate în serie. Sensibilitatea indicatorului stereo este reglabilă cu P1. Consumul de curent este mai mic de 7 mA când LED-ul este stins și circa 20 mA când este aprins.

029 *Preamplificator stereo cu comandă de ton*

Acest simplu preamplificator stereo construit într-un singur cip este ideal pentru a fi introdus într-un amplificator de putere AF existent. Schema se bazează pe un circuit integrat recent apărut, tipul TCA5500 sau TCA5550, produse de Motorola. Acest cip dublu amplificator AF, cu intrări pentru balans, volum și reglajul tonurilor joase și înalte formează baza de sunet într-un preamplificator de calitate cu un minim de componente. Punctele din interiorul circui-







tului pentru comenzile de bas și înalte sunt determinate de C3 și, respectiv, C4. Toate potențiometrele (mono) sunt, de preferat, fixate direct pe placa de circuit, pentru a le putea monta cu ușurință într-o carcasă și, de asemenea, pentru a preveni culegerea brumului și zgomotului prin firele de legătură care, în caz contrar, ar trebui folosite.

Preamplificatorul are un consum de curent de 35 mA, dintre care 5 mA aparțin stabilizatorului de tensiune IC2. Dioda Zener D1 și rezistența de putere R5 trebuie adăugate dacă tensiunea pozitivă de alimentare disponibilă în amplificatorul de putere este mai mare de circa 30 V.

Caracteristicile preamplificatorului:

Distorsiuni: ≤ 0,1% la nivel nominal de ieșire.
Separația canalelor: ≥ 45 dB
Tensiune de alimentare: 8,8 ÷ 18 V.
Domeniul de comandă al tonului: 14 dB.
Domeniul de comandă al volumului: ≥ 75 dB.
Tensiune maximă de intrare: 100 mV.
Amplificare: 10.
Impedanță de ieșire mică.

Lista componentelor:

Rezistențe (±5%):
R1 ... R4 inclusiv = 100 k
R5 = vezi textul
P1 ... P4 inclusiv = 100 k pot. liniar

Condensatoare:
C1; C9; C16 = 100 n
C2; C8 = 10 µ / 63 V; radial
C3; C4; C6; C7; C18 = 220 n
C5; C17 = 100 µ / 40 V; radial
C10; C15 = 4µ7 / 63 V; radial
C11; C14 = 4µ7 / 40 V; radial
C12; C13 = 47 n

Semiconductoare:
D1= diodă Zener 27 V; 1 W (vezi textul)
IC1 = TCA5500 sau TCA5550 (Motorola)
IC2 = 7815

Diverse:
Placă de circuit imprimat tip 8740

030 *Filtru de difuzor pentru sunete foarte joase*

Filtrul descris aici este conceput mai ales pentru experimentare cu un difuzor pentru frecvențe foarte joase (central), (a se vedea *Active Subwoofer*, **Elektor Electronics**, martie 1986, p. 28). Deoarece urechea omenească nu poate sesiza direcția unei unde staționare, sensibilitatea direcțională fiind în general scăzută la frecvențe joase, ar apărea superfluu să se utilizeze un aparat stereo sub aproximativ 200 Hz. Prin urmare, frecvențele joase pot fi concentrate într-o singură unitate pentru basi, performantă, care desigur menține un preț scăzut pentru întregul sistem. Prin urmare, difuzoarele satelit (a se vedea, **Elektor Electronics**, aprilie 1986, p. 22) se vor confrunta numai cu frecvențele mai înalte.

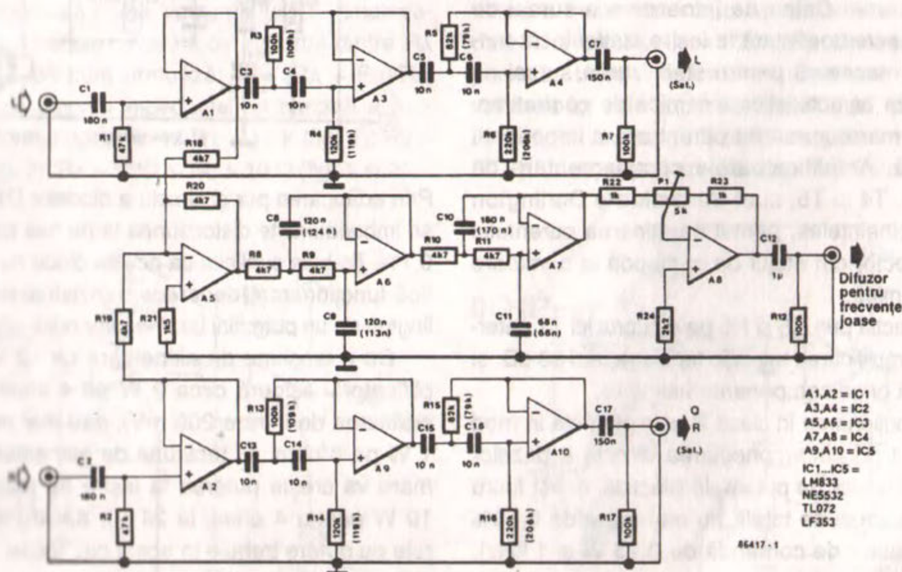
Rețeaua de tăiere necesară descrisă aici se bazează pe filtre Bessel de 24 dB/octavă: frecvența de tăiere este circa 200 Hz. A1 și A2 din schema circuitului separă semnalele stânga și, respectiv, dreapta. Filtrele trece-sus pentru cele două canale sunt formate de A3-A4 și, respectiv, A9-A10.

În același timp, cele două canale se combină în A5, iar semnalul rezultat este trecut prin filtrul trece-jos A6-A7. Amplificarea lui A8 poate fi modificată cu P1, astfel încât nivelul semnalului de joasă frecvență să poată fi potrivit cu cel al semnalelor de frecvență înaltă. Trebuie observat că valorile componentelor date în paranteze sunt valorile calculate, pe care cei interesați pot încerca să le aproximeze.

Sursa de alimentare este o schemă simetrică cu protecție la scurtcircuit, care elimină și zgomotele supărătoare ce apar la conectare și deconectare.

Dacă este necesară o altă frecvență de tăiere, puteți consulta *Active Cross-over Network* din septembrie 1984 (p. 28), publicată în *Elektor Electronics*.

În fazele de proiectare au fost întâmpinate probleme de stabilitate când au fost utilizate amplificatoarele operaționale cu intrări JFET (TL074; LF353, de exemplu), în timp ce tipurile cu intrări bipolare, cum ar fi NE5534 și LM833 au funcționat perfect. Motivul instabilității la tipurile cu JFET nu este cunoscut.



031 Amplificator în clasă B

Curentul de repaus în acest amplificator este întotdeauna nul, astfel încât nu este necesar reglajul de zero și nici un circuit pentru a preveni ambalarea termică. Complexitatea este și mai mult redusă prin utilizarea unei singure tensiuni de alimentare.

Divizorul de tensiune R1-R2-R3 fixează nivelul tensiunii pe baza lui T1 puțin peste jumătatea tensiunii de alimentare. Deoarece în colectorul circuitului lui T2 a fost inclusă o sursă de curent formată din T3, R7, D1 și D2, acest etaj realizează o amplificare foarte mare în tensiune. Calea de întoarcere a sursei de curent este conectată la ieșire, astfel încât tensiunea necesară pentru stabilizarea sursei nu limitează caracteristica dinamică de contratimp. Prin urmare, sursa de curent are o impedanță ridicată. Amplificatoarele complementare de putere, T4 și T5, sunt tranzistoare Darlington care, bineînțeles, permit menținerea curentului de colector din etajul de comandă la o valoare relativ mică.

Reacția prin R5 și R6 pe emitorul lui T1 determină amplificarea totală în tensiune, aici 20 dB, și elimină orice componente neliniare.

Funcționarea în clasă B este obținută în mod obișnuit prin interconectarea directă a bazelor tranzistoarelor de putere. În practică, acest lucru dă o distorsiune totală nu mai mare de 0,16% (la o putere de comandă de 0,25 W și 1 kHz).

Prin adăugarea pur și simplu a diodelor D1 și D2 se îmbunătățește distorsiunea la nu mai mult de 0,1%. Trebuie subliniat că aceste diode nu modifică funcționarea, deoarece tranzistoarele Darlington au un potențial bază-emitor relativ ridicat.

Cu o tensiune de alimentare de 12 V, amplificatorul asigură circa 2 W pe 4 ohmi (sensibilitatea de intrare 200 mV), sau mai mult de 1 W pe 8 ohmi. O tensiune de alimentare mai mare va crește puterea la ieșire (la maximum 10 W pentru 4 ohmi, la 24 V), dar tranzistoarele de putere trebuie în acest caz răcite.

032 Etaje de acord pentru AF

Etajele de ieșire audio simple și ieftine, cum ar fi, de exemplu, cele utilizate în circuitele integrate hibride din seriile STK, pot fi îmbunătățite ușor în ceea ce privește distorsiunea, zgomotul și tensiunea de offset. În acest scop, amplificatorul de ieșire este inclus în bucla de reacție a unui amplificator operațional. Fig. 1 dă schema pentru amplificatoare inversoare de ieșire, iar în fig. 2 este prezentată schema pentru cele neinversoare (situația obișnuită).

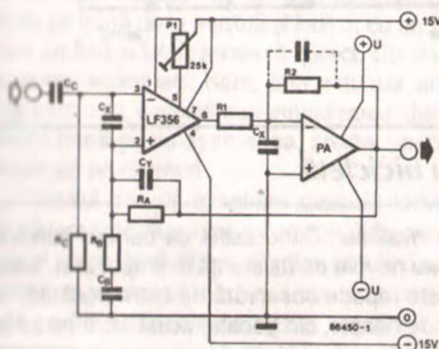
În calculul pentru obținerea noii amplificări a amplificatorului operațional, determinată de R1 și R2, s-a presupus că LF356 furnizează un semnal nedistorsionat de 5 V_{ef}; pentru a evita distorsionarea, se subliniază că acest tip de amplificator operațional trebuie să funcționeze pe o sarcină nu mai mică de 5 kiloohmi.

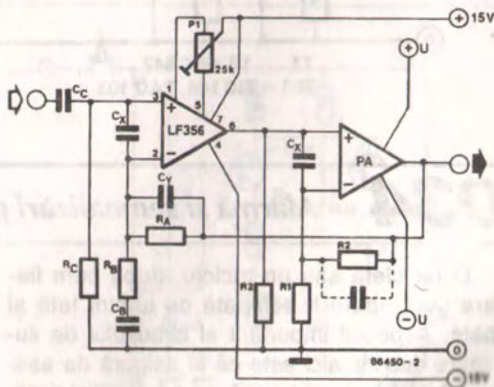
Pentru o putere de ieșire de 50 W pe 4 ohmi, etajul de ieșire trebuie să asigure o tensiune U = PR = 14,2 Vef. Dacă amplificarea etajului este 3, amplificatorul operațional trebuie să asigure 4,73 V. Pentru schema din fig. 1, valoarea lui R2 este atunci R2 = 3R1, iar pentru cea din fig. 2, R2 = 2R1. Observați că în ambele variante trebuie modificată numai valoarea lui R1. Amplificarea totală trebuie calculată din raportul dintre R_A și R_B, după cum urmează: $A = (R_A + R_B)/R_B$. Mai mult, datorită impedanței de sarcină a amplificatorului operațional R1 > 10 k (fig. 1); R2 > 10 k (fig. 2); $R_A > 10\ \Omega$ și $R_C > 10\ \Omega$ (fig. 1 și 2).

Pentru a compensa tensiunea de offset de la amplificatorul de ieșire, condensatorul de intrare trebuie înlocuit cu un scurtcircuit. Condensatorul în serie cu R1 din fig. 2 trebuie de asemenea scurtcircuitat. Limita minimă a frecvenței circuitului total este deci determinată de $C_B = 1/2\pi f_{lim} R_B$. Tensiunea de offset este în acest caz mai mică de 3 mV, asigurând că atât R_A cât și R_C sunt egale sau mai mari de 100 kΩ. Când este necesară o acuratețe mai mare, se poate utiliza P1 pentru a fixa offset-ul la exact 0 V.

Pentru a fi siguri că nu există nici o tensiune continuă la noua intrare a amplificatorului, condensatorul C_C ar trebui să aibă o valoare egală cu $C_C = 1/f_{lim} R_C$.

Deoarece amplificarea etajului de ieșire a fost micșorată la 3, factorul de reacție a fost mărit, iar distorsiunea s-a micșorat. Reacția suplimentară a lui LF356 reduce și mai mult distorsiunea. O reducere totală a distorsiunii de la 1% la 0,1% este tipică. Din păcate, o modificare a reacției duce la modificarea stabilității. Dacă există o tendință de oscilație, primul lucru care trebuie făcut este de a aduce limita superioară a frecvenței înapoi la valoarea ei anterioară cu ajutorul lui $C_Y = 1/2\pi f_{lim} R_A$. Dacă tendința persistă, trebuie utilizate condensatoarele C_X: valoarea lor este cuprinsă între 100 pF și 1 nF. Prototipul nostru (utilizând circuite integrate STK) funcționează satisfăcător fără C_X sau C_Y.





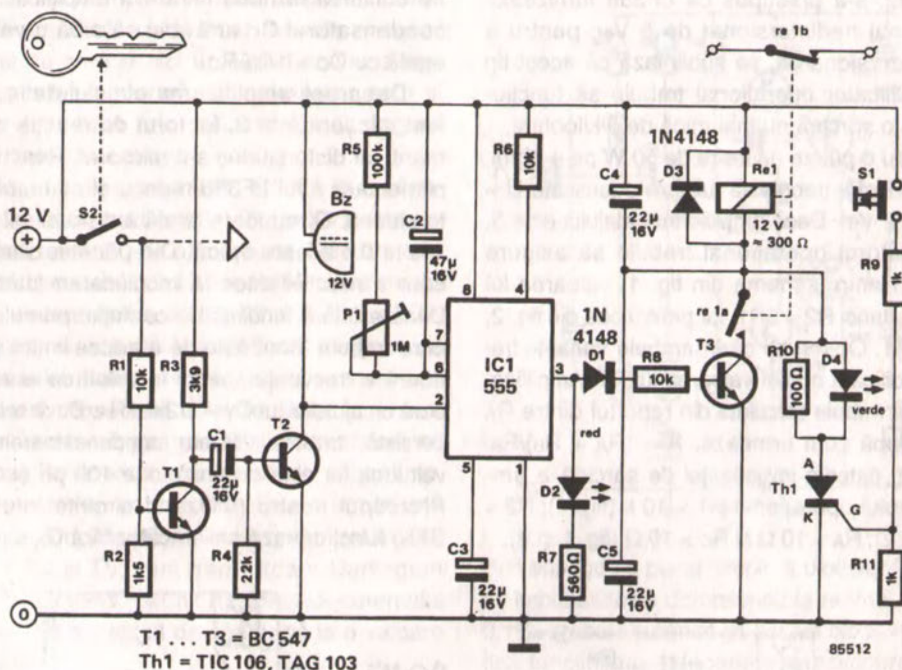
033 Alarmă automată pentru autoturisme

Chiar și cea mai bună alarmă auto este nefolositoare dacă uitați să o conectați, la părăsirea mașinii; așa că a apărut acest circuit.

Releul are un contact normal închis și unul normal deschis: primul este necesar pentru a întârzia conectarea alarmei după ce ați coborât din mașină, iar ultimul este utilizat pentru pornirea propriu-zisă a alarmei auto.

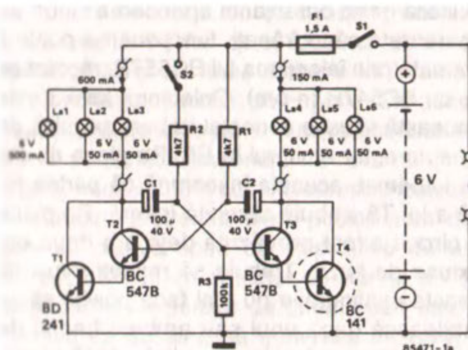
Imediat ce reintrați în mașină, trebuie să apăsați comutatorul ascuns, S1. Acesta trece în conducție tiristorul Th1, astfel încât releul este anclanșat. În același timp, LED-ul verde se aprinde și indică oprirea alarmei.

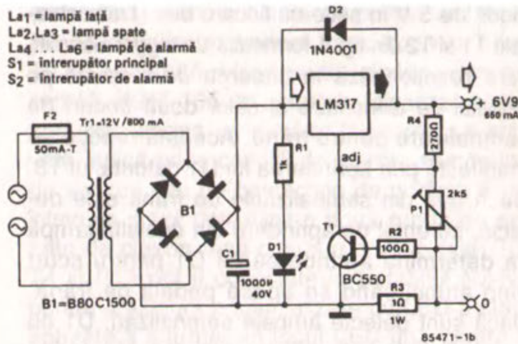
Imediat ce este închis contactul de pornire, T1 este blocat, T2 conduce, și buzerul sună. În același moment, monostabilul IC1 este basculat, ceea ce determină trecerea în conducție a lui T3 și aprinderea LED-ului roșu. Ca urmare, tiristorul se blochează și D4 este polarizată invers, dar releul rămâne anclanșat pentru scurt timp prin contactul normal închis, reglat cu P1. Imediat ce acest timp a trecut, releul revine în starea sa de repaus și alarma este cuplată prin contactul normal deschis. Timpul de întârziere poate fi reglat la aproximativ maximum 1 minut.



034 Alarmă și semnalizări pentru bicicletă

O bicicletă sau un triciclu, după cum fiecare știe, poate fi echipată cu lumini față și spate. Aspectul important al circuitului de iluminare descris aici este că el asigură de asemenea o alarmă luminoasă, ce a fost inițial destinată invalizilor. Când astfel de oameni handicapați au nevoie de asistență în timpul zilei, situația este repede observată de către trecători. Pe timp de noapte, din păcate, acest lucru nu se întâmplă, de unde și ideea de a realiza acest montaj.





Dinamul obișnuit sau bateria este înlocuită cu un acumulator cu acid de 6 V care asigură funcționarea becurilor unei biciclete chiar când aceasta este parcată. Când biciclistul are nevoie de ajutor, poate fi cuplată alarma: în acest caz, suplimentar față de becurile obișnuite, se va aprinde un mic afișaj pulsator pe care este scris „AJUTOR". Un astfel de semnal pentru ajutor nu este trecut ușor cu vederea!

Circuitul are la bază un multivibrator astabil, care nu lucrează când comutatorul pentru alarmă S2 este deschis. În condiția în care S1 este închis, becurile față și spate sunt aprinse.

Când se închide comutatorul pentru alarmă, S2, multivibratorul funcționează, ceea ce determină aprinderea becurilor normale, cât și clipirea becurilor „AJUTOR".

Circuitul este alimentat de la un acumulator cu acid, de 6 V, 1,8 Ah, care, dacă este încărcat corespunzător, este suficient pentru a menține becurile aprinse circa trei ore.

Circuitul poate fi fixat într-o cutiuță, de preferință rezistentă la apă. Becurile La4 ... La6 luminează literele „AJUTOR" care au fost decupate pe capac. BC141 trebuie fixat pe un mic radiator.

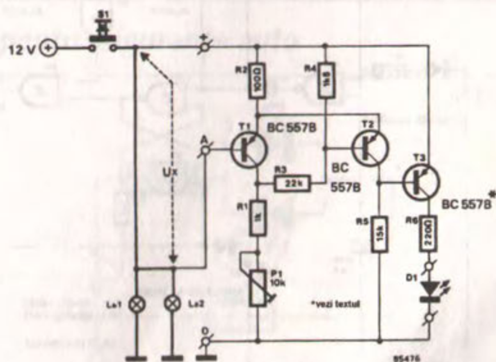
Din cauză că acumulatorul trebuie reîncărcat periodic, carcasa trebuie fixată pe bicicletă astfel încât să fie luată sau remontată cu ușurință.

În fig. 1b este dat un circuit pentru un sistem adecvat de încărcare. Acesta furnizează o tensiune constantă de încărcare de 6,9 V (fixată cu P1), iar curentul de încărcare este limitat la aproximativ 650 mA. Aceasta permite bateriei să fie complet încărcată în circa 3 ore. Tensiunea de încărcare trebuie fixată cu grijă, căci, în caz contrar, bateria nu va fi corect încărcată.

035 *Circuit de supraveghere pentru semnalizatoarele de frână*

Circuitul descris mai jos supraveghează luminile de frână de la mașină și indică, cu un LED, dacă amândouă funcționează corect. Cu aceasta, puteți economisi bani, prin evitarea amenzilor pentru că circulați cu semnalizarea defectă pentru frână și, de asemenea, crește siguranța circulației pe drumuri.

Circuitul de supraveghere depinde inevitabil de căderea de tensiune pe circuitul de alimentare al celor două lămpi. Pentru ca circuitul să funcționeze corect, căderea de tensiune trebuie să fie mai mare de 0,6 V. Dacă nu este așa, căderea trebuie mărită prin adăugarea unei



diode de 5 V în serie cu fiecare bec. Tranzistoarele T1 și T2 din fig. 1 formează un trigger Schmitt, care reacționează la căderea de tensiune pe circuitul de alimentare al celor două becuri de semnalizare pentru frână. Această reacție se manifestă prin aprinderea lui D1 datorită lui T3. Dacă una din semnalizările de frână este defectă, curentul de aprindere din cealaltă lampă va determina aprinderea lui D1 pentru scurt timp atunci când se apasă pedala de frână. Dacă sunt defecte ambele semnalizări, D1 nu se va aprinde deloc. Toate cele trei stări posibile ale semnalizărilor de frână sunt astfel indicate.

Histerezisul triggerului și, prin urmare, sensibilitatea circuitului, pot fi reglate în limite strânse cu P1. Semireglabilul este cel mai bine reglat cu un bec separat de circuit, astfel încât D1 să se aprindă scurt, așa cum s-a descris anterior.

Dacă găsiți deranjantă aprinderea lui D1 de fiecare dată când frânați, funcționarea poate fi inversată prin înlocuirea lui BC557B, montat ca T3, cu BC547B (n-p-n). Colectorul lui T3 este în această situație conectat la bara pozitivă de alimentare, iar emitorul la R6. Pe placa de circuit imprimat, aceasta înseamnă că partea teșită a lui T3 trebuie răsucită invers. Pe placa de circuit a fost prevăzută deja o a doua conexiune de bază. Trebuie să rețineți totuși că această configurație nu mai face posibil să se stabilească dacă unul sau ambele becuri de semnalizare sunt defecte, adică, dacă atunci când LED-ul luminează trebuie înlocuite unul sau ambele becuri.

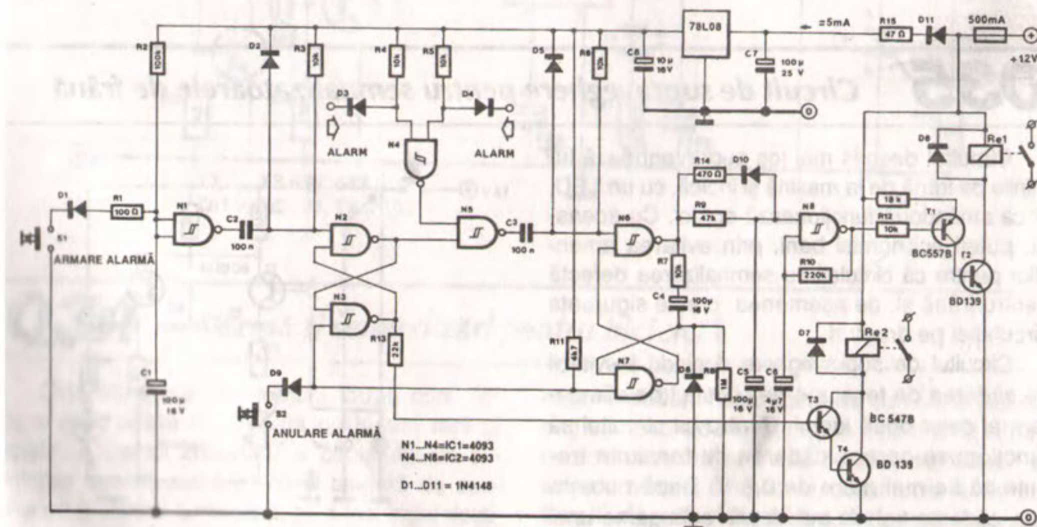
Placa de circuit imprimat nu se poate procura gata confecționată.

În fig. 1, S1 este comutatorul pedalei de frână și La1 și La2 sunt lămpile de frână.

036 Alarmă auto împotriva hoților

Circuitul adaptabil și totodată ușor de construit poate fi utilizat ca un dispozitiv eficient de intimidare a criminalilor ce încearcă să vă fure ceea ce sunteți decis să considerați piesa cea mai valoroasă și indispensabilă a proprietății: autoturismul dumneavoastră.

Deosebit de simplu de manevrat, circuitul îi permite proprietarului să coboare din mașină în 15 s după ce a cuplat alarma. La urcare, în timp de 7 secunde după ce a deschis ușa (ușile) mașinii, el dezactivează din nou alarma prin apăsarea unui buton de resetare ascuns. Hoții, care (din fericire) nu au fost în stare să găsească acel comutator de resetare în intervalul celor 7 secunde de întârziere, se vor mulțumi, împreună cu complicii, dacă există, timp



de 100 de secunde, cu un concert intermitent al claxonului mașinii care, ideal, ar trebui să-i oprească să-și continue acțiunile lor infame și, ca să nu lungim vorba, să-i sperie. De asemenea, proprietarul legal al autovehiculului este alertat de sunetul claxonului că ceva nu este în regulă, necesitând o acțiune corespunzătoare.

Circuitul prezentat oferă posibilitatea de a conecta câteva tipuri de dispozitive de alarmare, cum ar fi un detector de vibrații și / sau ultrasunete, un senzor de geam spart etc., cu condiția ca acestea să genereze un nivel de ieșire mic când există o condiție de alarmă. Oricum, în acest scop există și posibilitatea de a folosi comutatoarele pentru lumina interioară, deoarece, în mod obișnuit, acestea se aprind când este deschisă o ușă. Pentru a înțelege funcționarea alarmei, să ne referim la schema circuitului și să presupunem că circuitul este în stare neactivată. La părăsirea mașinii, șoferul apasă butonul „armare alarmă" care, în intervalul de circa 15 secunde, îi permite efectiv să coboare din mașină și să încuie portiera (portierele); intervalul de 15 secunde este determinat de rețeaua R2-C1; bistabilul N2-N3 va bascula după această întârziere și va activa alarma propriu-zisă (urmăriți funcționarea). Rețineți că această condiție poate fi semnalată de un circuit adecvat de comandă cu LED în locul lui RE2, așa cum este dat în schemă. Monostabilele N6-N7 vor bascula și vor începe intervalul de 100 de secunde, stabilit de rețeaua R8-C4, numai atunci când intrările alarmei trec în stare joasă (adică activă). Oricum, claxonul nu va suna imediat, întrucât rețeaua R9-C5 asigură o întârziere de 7 secunde pentru a reseta (dezactiva) alarma înainte ca poarta oscilantă N8 să comute intermitent tranzistoarele T1 și T2 ce comandă releul pentru claxon. Remarcați că, după 100 de secunde, claxonul se va opri, dar alarma va rămâne în starea sa activată, adică orice condiții de alarmă semnalate de senzori sau de contactele de portieră o vor întrerupe și vor determina o nouă rundă de sunete de claxon. Așa cum s-a stabilit deja, T3, T4 și R13 pot fi conectate la bistabilul N2-N3 pentru a asigura o semnalizare cu LED a stării activate a alarmei. În locul LED-ului, poate fi conectat un releu pentru a întrerupe conexiunea bobinei primare din sistemul de aprindere. Totuși, ar putea fi remarcat că acest releu nu poate fi utilizat la mașinile cu aprindere electronică; în acest caz, pot fi găsite alte modalități pentru anularea sistemului de pornire a mașinii cu alarma în starea sa activată. Releele folosite în acest circuit sunt tipuri standard, ca acelea existente în magazinele de piese auto. Contactele lui RE1 sunt conectate pur și simplu în paralel cu contactele releului deja existent pentru claxon.

În sfârșit, trebuie remarcat că este extrem de important să se monteze întregul circuit și bobina releului într-un loc greu de descoperit; comutatorul de resetare trebuie să fie un tip codificat sau cu cheie și trebuie montat bine ascuns. Consumul de curent al circuitului în stare non-alarmă este atât de mic încât abia dacă solicită bateria mașinii. A fost adăugată o secțiune de stabilizare a tensiunii pentru a înlătura pornirea alarmei din greșeală, la pornirea mașinii.

037 *Circuit de supraveghere pentru siguranțe auto*

Acest dispozitiv extrem de simplu de construit oferă șoferilor o indicație vizibilă a cauzei proastei funcționări ce apare în sistemul electric al mașinii care, așa cum știm cu toții, sau vom afla mai devreme sau mai târziu, este protejat cu ajutorul siguranțelor care, uneori, au o tendință de a se topi și pun în mare dificultate șoferul și, dacă este cazul, pe ceilalți pasageri.

Acest circuit, dacă este construit cu puțină pricepere mecanică, poate fi conectat la bor-

680Ω

86501 - 1

nele tuturor siguranțelor, în caseta pentru siguranțe, pentru a localiza cu repeziciune siguranța defectă, fără a trebui scos întregul set pentru o inspecție vizuală. Datorită prețului foarte scăzut al investiției, ar putea fi luată în considerare prevederea tuturor suporturilor de siguranță cu indicatoare de tipul celui descris: dacă apare o defecțiune, sunteți imediat înștiințați care siguranță trebuie înlocuită (bineînțeles, după ce a fost efectuată reparația necesară).

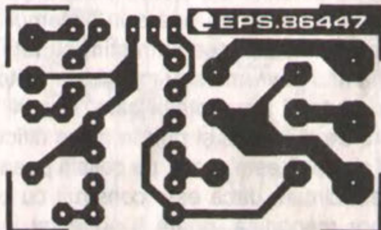
038 *Circuit de supraveghere pentru faruri auto*

Multe accidente de trafic sunt cauzate de defectarea sistemului de iluminare al mașinii. Deseori, șoferul nu este conștient de o astfel de funcționare defectuoasă, deoarece becurile de supraveghere prevăzute la bord nu supraveghează, strict vorbind, farurile, ci mai degrabă poziția comutatorului, deoarece ele sunt aproape invariabil conectate în paralel cu farurile mașinii.

Circuitul propus are ca scop să indice defectarea unei perechi de becuri: becuri de poziție; faruri (până la 55 W); becuri pentru mersul înapoi; becuri pentru frână sau becuri pentru ceață. Cele două lămpi trebuie să fie identice. Bobinele cu înfășurări contrare, L1 și L2, suportă același curent când ambele becuri funcționează corect, astfel încât câmpul magnetic creat de acești curenți se anulează reciproc. Când unul din becuri se defectează, câmpul magnetic produs de curentul prin cealaltă bobină induce o tensiune în L3. Acest impuls determină trecerea în conducție a lui TIC106D care, la rândul lui, aprinde D5. Dacă ambele becuri se defectează simultan (probabilitate care este, oricum, minimă), bineînțeles că circuitul nu funcționează.

Deoarece în practică cele două becuri nu se aprind sau sting simultan, R1-C2-R2 asigură o întârziere pentru a permite stabilizarea câmpului magnetic. Trebuie remarcat totuși că C1 trebuie să fie adecvat pentru becurile speciale supravegheate: creșterea valorii sale duce la scăderea sensibilității circuitului (întârziere crescută).





Bobina este lesne construită dintr-un miez vechi (sau nou) de la un comutator de șoc sau de la un întrerupător de diminuare. Mai întâi, se înfășoară de două ori 11 spire din sârmă de cupru emailat SWG22 în jurul miezului, ca în figură. Bobina L3 constă din douăzeci de spire din sârmă de cupru emailat SWG40 (această bobină nu duce un curent mare). Rețineți că punctele negre din desen sunt aceleași din schema circuitului. Dacă circuitul nu funcționează, înseamnă, aproape sigur, că trebuie interschimbate conexiunile fie ale lui L1, fie ale lui L2.

Pentru a supraveghea becurile mașinii, circuitul va trebui construit de atâtea ori câte perechi de becuri există. Diodele indicatoare sunt, cel mai bine, fixate în panoul de bord. Este totuși posibil să se utilizeze numai un LED pentru un număr de circuite: când acesta e aprins, este necesar desigur să înconjurați mașina pentru a descoperi care bec s-a defectat. Odată LED-ul aprins, el rămâne așa până când fie tiristorul, fie aprinderea au fost întrerupte.

039 *Alarmă pentru aparatele radio din mașini (I)*

Este un ghinion, precum și un fapt general recunoscut, că radiourile auto (plus casetofoanele) se situează printre cele mai dorite obiecte și, adesea, surprinzător de ușor de furat, aflate pe „lista de cumpărături" a multor hoți.

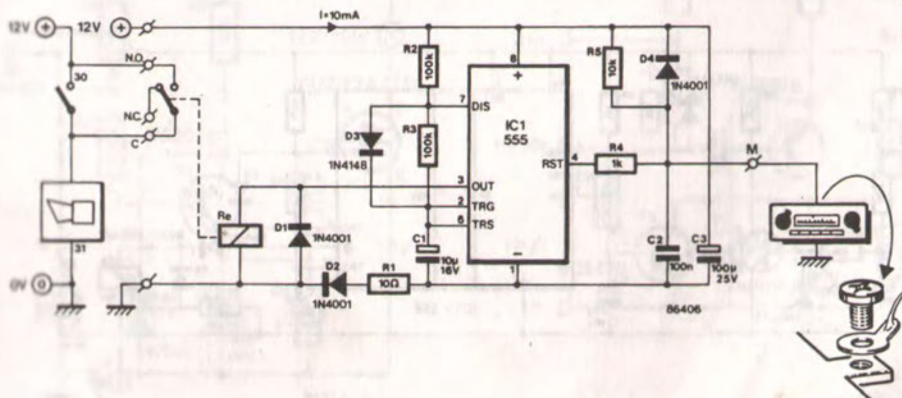
Circuitul poate ajuta la încetarea înainte de vreme a activității infracționale, prin cuplarea claxonului, dacă există o încercare de a îndepărta aparatul de radio; tăind sau necuplând o legătură suplimentară de masă, care a fost ascunsă în cablul de conectare la baterie și la difuzor (difuzoare), circuitul face ca alarma să fie oprită deoarece legătura cu șasiul mașinii (masa) este întreruptă.

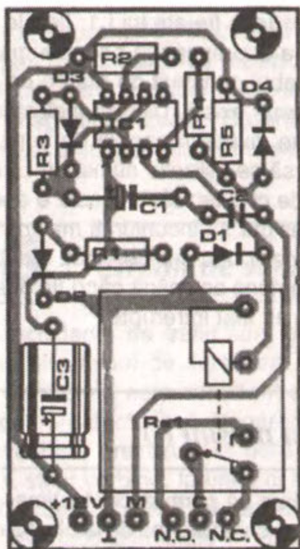
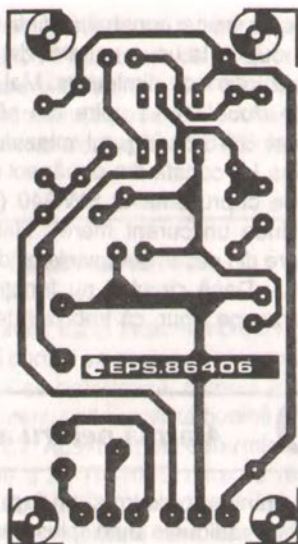
Circuitul de alarmă pentru radio este compus dintr-un singur timer, bine-cunoscutul tip 555, înconjurat de câteva componente suplimentare, pentru a obține un multivibrator astabil, al cărui timp de funcționare este determinat cu C1. Releul claxonului, Re, trebuie să aibă o rezistență a bobinei care să permită cipului timer să o acționeze direct cu tensiunea de la pinul 3 de ieșire.

S-a văzut că multivibratorul este în stare resetată atâta timp cât punctul M este conectat la masă, adică atunci când aparatul este în locul în care trebuie să fie. Scoțând aparatul radio, inevitabil tensiunea în M crește la aproape 12 V, anulând starea de reset a lui IC1, ceea ce are ca răspuns activarea lui Re, adică a claxonului mașinii, întrucât acesta este alimentat prin contactele releului în paralel cu comutatorul claxonului de la volan.

De reținut că Re poate fi orice fel de releu miniatură cu contact basculant, care are tensiunea bobinei de 12 V, având în vedere că 555 este capabil să suporte curentul bobinei; multe magazine pentru automobiliști și ateliere de reparat autovehicule pot, fără îndoială, să vă furnizeze un releu potrivit pentru circuitul de alarmă.

Firul pentru alarmă din punctul M trebuie



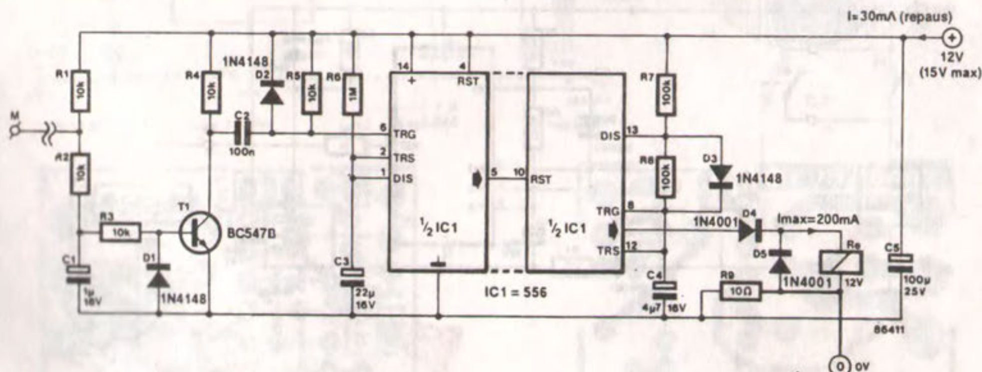
ascuns în cablul multifilar al aparatului de radio, în timp ce circuitul însuși trebuie plasat într-un loc greu de descoperit, undeva în spatele bordului.

Pentru ca să nu aibă loc nici măcar o încercare de spargere a mașinii este prudent – cum va fi cu ușurință înțeles – să se lipească pe geamurile laterale ale mașinii avertismente referitoare la prezența alarmei pentru aparatul radio.

040 *Alarmă pentru aparatele radio din autoturisme (II)*

Scopul acestui circuit cu un cip este de a da o alarmă sonoră în cazul în care un hoț încearcă să fure radioul din mașină, care este considerat în general un accesoriu de primă importanță pentru bunăstarea automobiliștilor în timpul oricărei călătorii cu mașina personală.

Întrucât scoaterea aparatului de radio auto implică în mod necesar tăierea sau deconectarea cablurilor de alimentare, acest circuit detectează deconectarea unui cablu suplimentar de masă, care a fost montat în spatele carcasei (metalice) a aparatului de radio. În schema circuitului, acest punct este marcat cu M. Dacă M este la potențialul masei, T1 este blocat (tensiune mare de colector); în cazul în care conexiunea de masă este tăiată sau deconectată,



tensiunea în M crește la un nivel pozitiv. T1 conduce și un impuls negativ basculează timer-ul IC1, care a fost proiectat să genereze cu ajutorul lui R6-C3 un interval de tact de 30 secunde. Al doilea timer conținut în IC1 lucrează ca oscilator la 0,5 Hz (R7-R8-C4) cu un factor de umplere la ieșire de 50% (D3). Remarcați că cipul cu timer-ul dublu, tip 556, pune în funcțiune direct un releu de mică putere, la 12 V, ale cărui contacte sunt conectate în paralel cu butonul claxonului aflat la volanul mașinii.

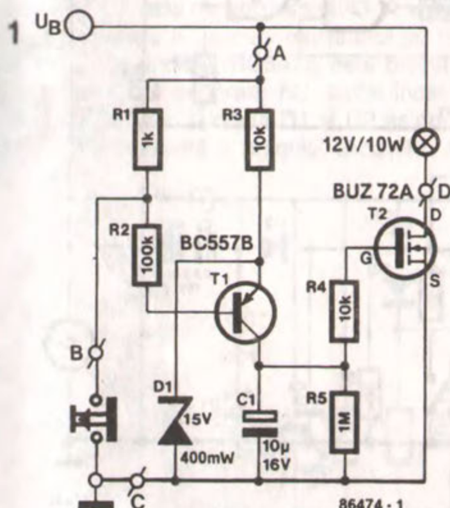
Dacă există o încercare de furt al aparatului de radio din mașină, alarma sună intermitent, prin claxonare, timp de 30 secunde. Este, desigur, imperativ ca aceia care construiesc această alarmă pentru aparatele radio din mașini să localizeze conexiunea suplimentară de masă la aparatul radio astfel încât să deconecteze, la nevoie, într-o etapă timpurie a tentativei de furt, căci altfel alarma va suna prea târziu, permițând hoțului să scape în tihnă.

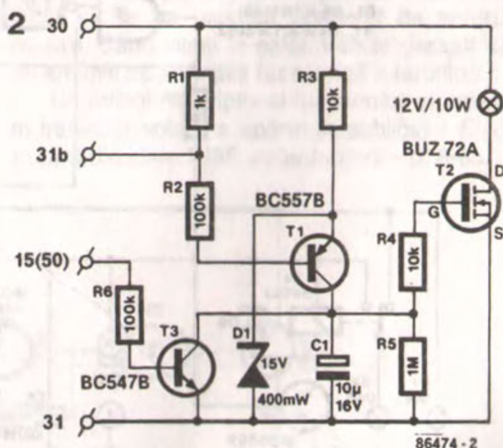
041 *Temporizator pentru luminile din habitaclu*

Vi s-a întâmplat vreodată să bâjbâiți după centura de siguranță, contactul pentru cheie, butonul de șoc sau o hartă, în întuneric complet, fericit că ați închis portiera (portierele) din cauza frigului sau a vremii urâte? Nu v-ar fi convenit să aveți lumina aprinsă, în interior, timp de alte câteva momente în plus, pentru a porni autoturismul, și apoi să se stingă imediat?

În fig. 1 este dat un circuit de întârziere pentru iluminarea habitaclului, ce poate fi ușor montat în aproape orice tip de mașină. Lumina este comutată de MOSFET-ul de putere T2 care este de tipul BUZ72A, ce asigură o cădere mică de tensiune (0,2 V, tipic) pe drenă și sursă și, prin urmare, are cele mai mici pierderi de putere posibile. Contactul portierei, conectat la punctele B și C, este în mod obișnuit de tipul cu contact normal închis. Prin urmare, când ușa este închisă, T1 este blocat și C1 descărcat; MOSFET-ul T2 nu conduce, astfel încât becul rămâne stins. Deschizând ușa, T1 determină încărcarea lui C1 și becul se va aprinde treptat. Deși închiderea portierei blochează din nou T1, C1 continuă să alimenteze poarta lui T2 timp de câteva secunde în plus; becul se va stinge lent. Tipul de MOSFET recomandat nu trebuie să comute mai mult de 10 W, care este în mod obișnuit valoarea puterii pentru iluminarea habitaclului.

În fig. 2 se arată cum poate fi modificat circuitul pentru ca becul să se stingă imediat după pornirea motorului. Numerele terminalelor se



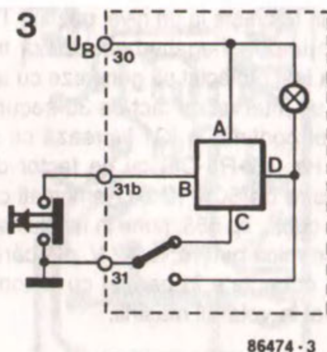


referă la convenția de codificare a cablurilor întâlnită în cele mai multe tipuri de mașini europene:

15 = +V_{bat} - aprindere
30 = +V_{bat} - oprit
31 = masă
31b = contact portieră (legat la masă)
50 = +V_{bat} = starter pentru pornirea motorului

Fig. 3 arată în mod clar conectarea în raport cu convenția mai sus amintită.

În cazul în care tipul de MOSFET recomandat, BUZ72A (Siemens) este greu de obținut, poate fi folosit orice alt MOSFET de putere echivalent, cu canal n, care are următoarele caracteristici: $V_{ds} \geq 100$ V, $I_d \geq 9$ A; $P_d \geq 40$ W; $R_{ds(on)} \leq 0{,}25\ \Omega$.

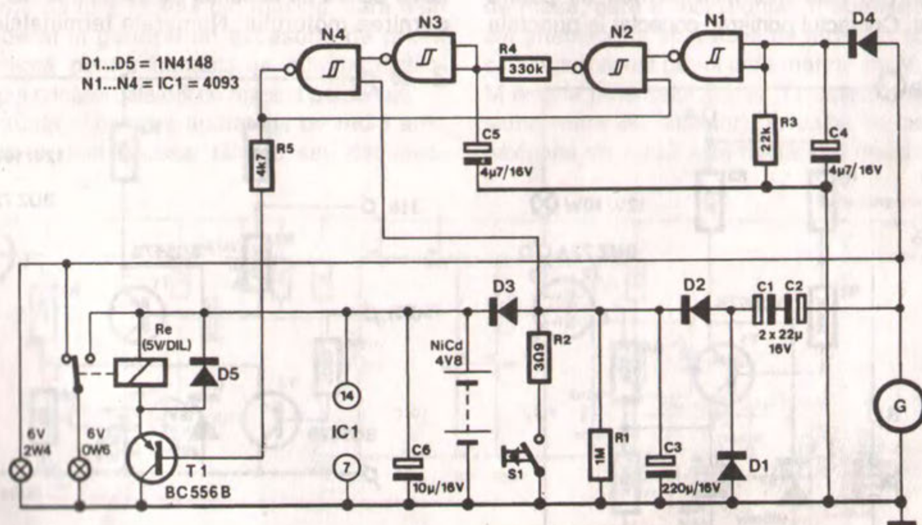


Bibliografie: *Siemens Components XX (1985) Nr. 6.*

042 *Lumină intermitentă de spate*

Această lumină de spate pentru biciclete este alimentată de la o baterie încărcată de un dinam și începe să lumineze intermitent când biciclistul se oprește. Pentru a proteja bateria, dispozitivul se oprește automat după 4 minute de staționare.

Circuitul este compus în principal dintr-un încărcător de baterie și o parte logică de comutare. Bateria NiCd este încărcată de la un dublor de tensiune, C1-C2-D1-D2-C3, pentru a asigura un curent de încărcare de aproximativ 20 mA când se circulă cu viteză rezonabilă. Aceasta face posibilă o încărcare de 3 mAh după 10 minute de mers, adică suficient pentru ca becurile să lumineze timp de circa 4 minute după ce bicicleta s-a oprit. Un releu este folosit pentru a comuta stările de mers și de staționare. Când bicicleta este în mișcare, tensiunea



de la dinam, G, asigură activarea lui N4, astfel încât T1 anclanșează releul Re și micul bec de 6 V este aprins. Deoarece C3 este descărcat lent prin R1, N4 rămâne activ timp de circa 4 minute după oprire. Butonul S1 permite întreruperea imediată a semnalizării de spate, întrucât în acest caz C3 se descarcă în câteva secunde pe R2.

Poarta N1 supraveghează tensiunea dinamului, care este redresată de D4-C4-R3. Când tensiunea continuă scade sub aproximativ 2 V, N1 pornește multivibratorul N2-N3-N4, care cauzează bascularea releului cu o viteză determinată de R4-C5. Releul DIL la 5 V necesită numai 11 mA, în vreme ce consumul de curent pentru 4093 este neglijabil, de circa 1 µA.

Ar trebui să fie posibilă montarea circuitului și a bateriei în ceva puțin mai mare decât farurile obișnuite de bicicletă, echipat cu borne pentru conectarea dinamului și semnalizării de spate. Desigur, trebuie avută grijă să se evite atingerea de către contactele bateriei a metalului din interiorul lămpii.

043 *Semnalizare pentru oprire și garare*

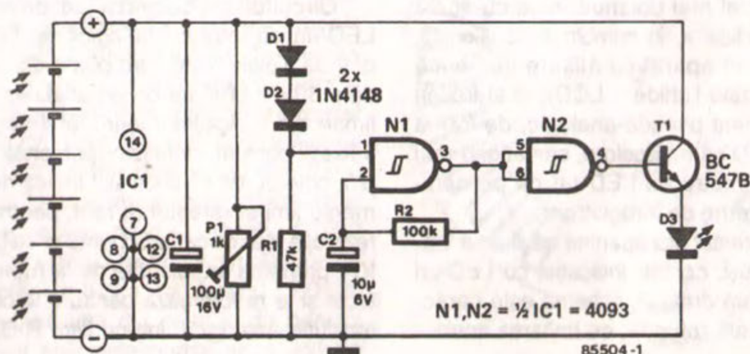
O utilizare nouă a bateriilor solare face ca poziționarea mașinii în garaj să fie mult mai ușoară decât cu ajutorul clasicelor lanțuri, al oglinzii sau al unui traseu marcat cu cretă.

Cele șase baterii solare din fig. 1 sunt folosite ca sursă de alimentare și ca senzor de proximitate. Ele sunt accesibile în comerț la un preț relativ scăzut. Tensiunea dezvoltată la bornele potențiometrului P1 este dependentă în principal de intensitatea luminii ce cade pe celulele solare. Circuitul este activat numai când faza mare a unuia dintre farurile mașinii luminează direct pe celule de la o distanță de aproximativ 200 mm (8 inches). Distanța poate fi modificată, într-o oarecare măsură, cu P1.

În aceste condiții, tensiunea ce apare la bornele lui C1 este de aproximativ 3 V, valoare suficientă pentru a bascula oscilatorul cu relaxare N1. Prin urmare, BC547B este blocat pe calea etajului de separare N2, astfel încât D3 începe să pâlpâie. Diodele D1 și D2 asigură o creștere suplimentară a pragului circuitului. Căderea totală de tensiune de 1,2 V la bornele lor asigură ca potențialul la pinul 1 al lui 4093 să fie întotdeauna cu 1,2 V sub tensiunea generată de bateriile solare. Cum nivelul de excursie al lui N1 se situează la circa 50% din tensiunea de alimentare, oscilatorul va porni numai atunci când tensiunea de alimentare este mai mare de 2,4 V.

Circuitul, incluzând și bateriile solare, este cel mai bine de realizat pe o mică placă de sticlostratitex și apoi montat într-o carcasă din fibre de sticlă, translucidă sau transparentă, confecționată manual. Carcasa este fixată pe un perete al garajului, într-o poziție în care unul dintre becurile mașinii o luminează direct. LED-ul este montat pe același perete, dar un pic mai sus, astfel încât să fie cu ușurință observat de șoferul mașinii. Când intrați în garaj, trebuie desigur să vă amintiți să aprindeți faza lungă a farurilor!

Un articol descriptiv al funcționării și utilizării bateriilor solare a apărut în publicația *Electronics* din iunie 1985: *solar battery* – p. 6-65.

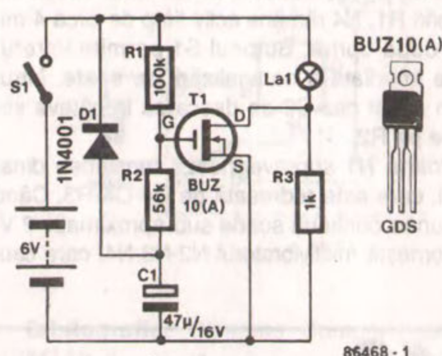


044 Protecție pentru becurile cu halogen

Din păcate, lămpile cu halogen sunt predispuse să se ardă când sunt aprinse, și aceasta se datorează în principal consumului mare de curent al acestor lămpi în timpul fazei inițiale de încălzire, până se ajunge la temperatura normală de funcționare a filamentului în gazul halogen.

O valoare tipică pentru rezistența la rece a unei lămpi cu halogen de 6 V / 4 W este aproximativ 0,3 ohmi, necesitând un curent de conectare de 20 A. Având în vedere rezistența internă relativ mică a bateriilor pentru autovehicule, un astfel de supracurent nu este deloc de neglijat ca pur teoretic, și s-a observat cu ușurință că o încălzire rapidă în interiorul becului este o primă cauză de topire a filamentului subțire, ca efect imediat al temperaturii. Prin urmare, este necesar un sistem de comandă serie pentru a limita curentul în timpul fazei de încălzire; cu alte cuvinte, o facilitate la aprindere.

Schema circuitului arată că C1 este încărcat de la tensiunea bateriei prin intermediul lui R1 și R2 și are ca efect trecerea lentă a tranzistorului FET, T1, în stare de conducție, după ce S1 a fost închis. Tranzistorul FET de putere de tip BUZ10(A) este utilizat datorită rezistenței sale scăzute drenă-sursă în starea de conducție totală; o valoare tipică pentru $R_{ds(on)}$ este de



0,19 ohmi, care asigură o cădere mică de tensiune pe FET și, prin urmare, o tensiune de lucru suficient de ridicată pentru lampa cu halogen. Componentele D1 și R3 descarcă condensatorul C1 după deschiderea lui S1, astfel încât întârzierea conectării funcționează corect ori de câte ori lampa este aprinsă.

Alte tensiuni pentru lampă decât 6 V impun modificarea corespunzătoare a lui R2 la valoarea R2 = 200.000 / (V_{bat} − 2) [Ω]. Dacă BUZ10(A) este greu de obținut, în circuit pot fi utilizate alte tipuri de MOSFET-uri de putere cu canal n. Cerințele minime sunt: tensiune drenă-sursă V_{ds} = 50 V; curent de drenă I_d = 19 A; rezistență drenă-sursă în conducție $R_{ds(on)}$ = 0,2 Ω.

045 Turometru cu LED

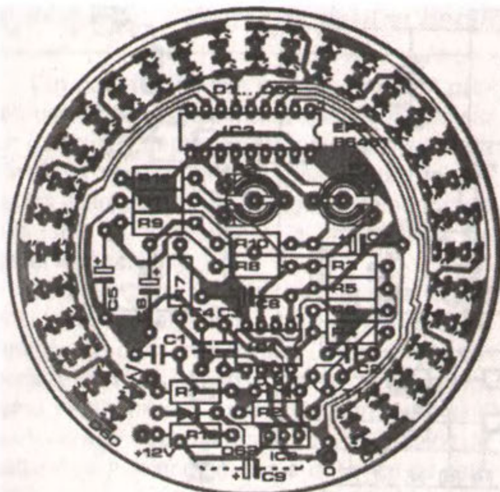
O privire atentă a bordurilor unor mașini relevă utilizarea a trei tipuri de bază pentru turometre: primul, cel mai obișnuit, este cu scală rotundă și ac indicator, în combinație analogică; al doilea, este un aparat cu afișare numerică (afișaj cu cristale lichide – LCD); și al treilea este un instrument pseudo-analogic, de forma unei bare cu LED-uri multicolore, semănând mai mult cu un VU-metru cu LED-uri de pe echipamentele moderne de înregistrare.

Circuitul prezentat aici aparține celei de a treia categorii. Totuși, contrar indicației cu LED-uri sub formă de bară dreaptă, schema este caracterizată de o scală rotundă, cu imitarea acelora din LED-uri colorate, ca la vechile și bunele turometre mecanice.

Circuitul se bazează pe driver-ul pentru LED-uri cu intrare analogică tip U1096B, produs de Telefunken, care poate aprinde unul din cele 30 de LED-uri de pe scala rpm, ale cărei limite ale indicației inferioară și superioară pot fi fixate conform dorințelor personale. De exemplu, cele 30 de LED-uri pot indica numai un domeniu limitat referitor la rpm, pentru a obține o rezoluție mai ridicată. Schema circuitului arată că IC1 primește impulsurile de la ruptorul de contacte și le re-formează pentru a le converti într-o tensiune analogică, într-un filtru R-C, care trece

emnalul către intrarea driver-ului pentru LED.

Funcționarea detaliată a circuitului este ur-mătoarea. Dioda Zener D61 și condensatorul pa-ralel C1 protejează baza tranzistorului inversor T1 împotriva impulsurilor de tensiune ridicată nduse în înfășurarea secundară a bobinei de aprindere. Circuitul de tact tip NE555 a fost conectat pentru a funcționa ca monostabil cu o durată a impulsului de ieșire de 3 ms, timp în care R3 trece în conducție T1, pentru a preveni basculares eronată a monostabilului. Tensiunea analogică, proporțională cu frecvența rpm a motorului, este stabilită prin intermediul rețelei de netezire R8-C5, R9-C6 și R10-C7. Domeniul de indicare al LED-urilor trebuie fixat cu P1 și P2, semireglabilele pentru limitele inferioară și superioară, ce corespund cu LED-urile D1-D2 și, respectiv, D59-D60. Observați simplitatea re-lativă a conectării la IC3 a matricei cu LED-uri; pentru a comanda una din cele 30 de perechi de LED-uri sunt suficiente numai nouă linii de





ieșire ale circuitului integrat; culoarea LED-urilor poate fi aleasă după gust; este posibil, de asemenea, să se utilizeze LED-uri conectate în serie pentru a obține o excelentă scală luminoasă pentru rpm, în același timp și funcțională.

În schema bloc sunt date două rânduri de LED-uri, cel de sus este pentru scala cu indicația rpm normală, pentru care pot fi utilizate următoarele subdiviziuni colorate: de la 0 la 5000 rpm, sunt LED-uri verzi; de la 5000 la 6000 rpm – galbene sau portocalii; peste 6000 rpm, sunt de tipul roșu strălucitor. Desigur, acest domeniu și subdiviziunile pot fi adaptate pentru tipuri specifice de motoare.

Lista de componente:

Rezistențe:
R1 ... R4; R6; R11 = 47 k
R5; R10 = 100 k
R7 = 270 k
R8 = 1 k
R9 = 10 k
R12 = 220 k
R13 = 4,7 Ω
P1; P2 = 100 k semireglabil

Condensatoare:
C1; C4 = 10 n
C2 = 4n7
C3 = 100 n
C5 = 100 μ / 16 V
C6 = 10 μ / 16 V
C7 = 1 μ / 16 V
C8 = 47 μ / 16 V
C9 = 470 μ / 25 V

Semiconductoare:
IC1 = 555
IC2 = L4810
IC3 = U1096B (Telefunken)
D1... D60 = LED (vezi textul)
D61 = diodă Zener 8V2; 400 mW
D62 = 1N4001
T1 = BC547B

Diverse:
Placă de circuit imprimat tip 86461

Rândul inferior de LED-uri poate fi utilizat pentru a indica pe scală un număr de frecvențe fixe rpm, de exemplu la intervale de 1000 rpm. Cablajul circuitului și poziționarea pieselor pe placa de circuit imprimat permit oricui să construiască ușor scala cu LED-uri a turometrului, dar trebuie să rețineți că LED-urile sunt montate pe partea cealaltă a cablajului, pentru a obține indicația corectă – în sensul acelor de ceasornic – la creșterea frecvenței rpm. Rețineți, de asemenea, utilizarea stabilizatorului IC2 pentru căderi mici de tensiune care alimentează IC1 și IC3 cu o bară de 10 V stabilă și fără zgomot.

046 Indicator al treptei de viteză pentru motociclete

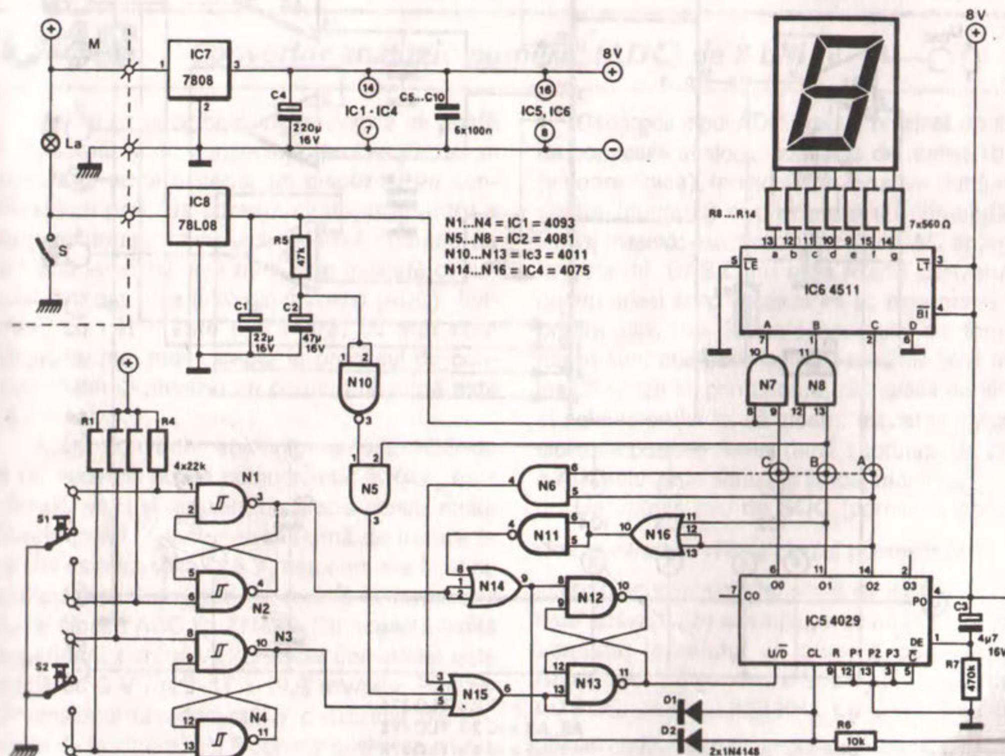
Acest circuit furnizează motocicliştilor o indicaţie referitoare la poziţia pedalei de schimbare a treptelor de viteză. Aparatul propus va fi apreciat de acei motociclişti care au obiceiul să uite ce viteză au selectat, când intenţionează să treacă de semafoare sau intersecţii şi descoperă că motorul se opreşte, deoarece a fost cuplată viteza a doua.

Circuitul dat se bazează pe utilizarea a două microîntrerupătoare, cu tijă sau rolă, acţionate de pedala de schimbare a treptelor de viteză, şi a unei lămpi ce indică punctul neutru al cutiei de viteze, care este un accesoriu standard al celor mai multe tipuri moderne de motociclete.

Bistabilele N1-N2 şi N3-N4 sunt utilizate ca circuite de basculare pentru microcomutatoarele S1 (pedală jos) şi S2 (pedală sus). Dacă este activat unul din comutatoare, N14 sau N15 vor determina setarea sau resetarea bistabilului N12-N13; numărătorul IC5 numără în sens crescător ($U/\overline{D}$ = 1) sau descrescător ($U/\overline{D}$ = 0) ca rezultat al activării lui S2 sau, respectiv, S1. La eliberarea microîntrerupătorului corespunzător, simulatorul ŞI, D1-D2-R6, generează un impuls de tact pentru IC5, crescând sau scăzând citirea treptei, decodificată de IC6 şi afişată pe un display cu LED-uri cu 7 segmente.

Pinul 5 de intrare în poarta N6 poate fi conectat la punctul A, B sau C, corespunzător treptelor de viteză 4, 6 sau 5 ale motocicletei. N6 inhibă poarta SAU, N15, care nu mai primeşte alte impulsuri de tact dacă S2 este acţionat, când se conduce în treapta superioară de viteză. N16 şi N11 au aceeaşi funcţie pentru viteza inferioară, împiedicând numărătorul să scadă citirea afişată la cuplarea din punctul neutru în viteza întâi.

În cazul în care comutatorul neutru – S – este închis, IC8 furnizează nivele logice joase la intrările A şi B ale lui IC6; nivelul la intrarea C nu trebuie forţat la nivel jos, deoarece punctul



neutru este între viteza întâi și a doua, oricare dintre aceste poziții determinând ca bitul cel mai semnificativ – C – să fie oricum în starea jos.

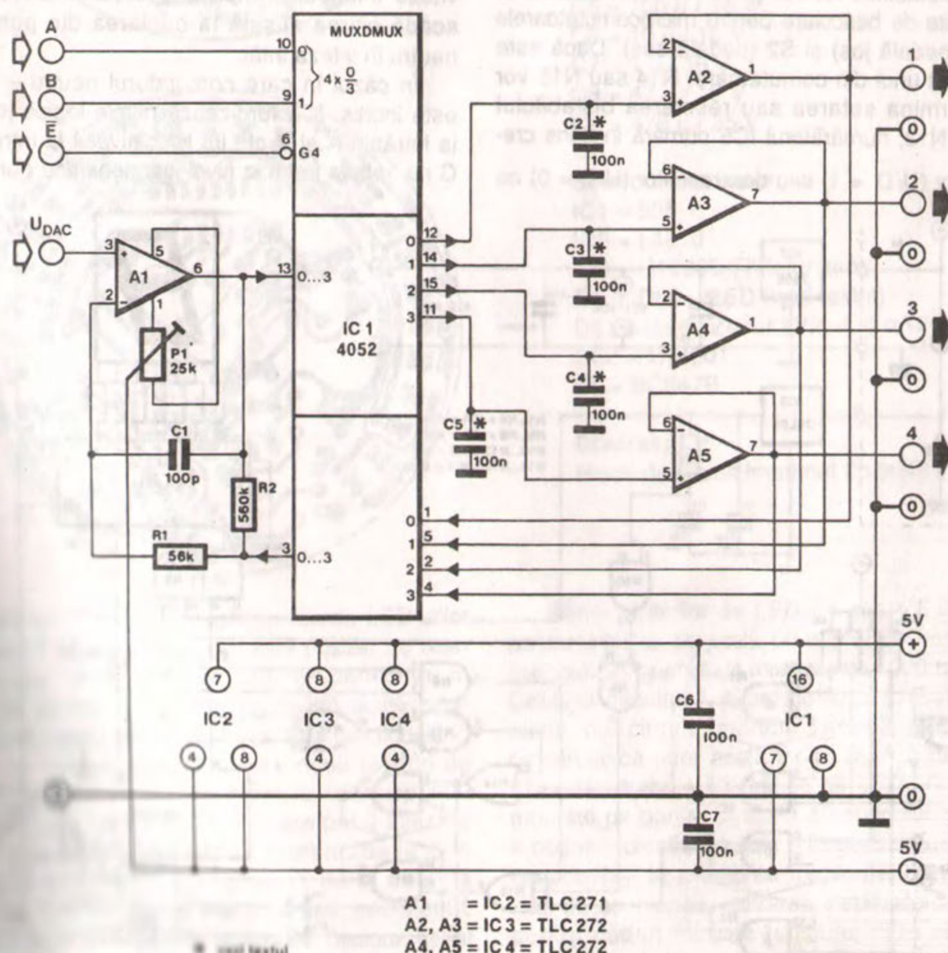
Componentele R5-C2-N10-N5 au fost incluse pentru a preveni afișări eronate ale citirilor la trecerea din viteza a doua în punctul mort și apoi invers; pentru două secunde, N15 este decuplat de la generatorul de tact IC5, astfel încât impulsul de pedală-sus nu este detectat.

La alimentare, R7 și C3 fixează numărătorul IC5 în starea 1.

În concluzie, S1 și S2 trebuie să fie micro-întrerupătoare de bună calitate, protejate împotriva umezelii și murdăriei.

047 *Extensie cu DAC pentru 4 căi*

Acest circuit de extensie face posibilă utilizarea unui singur DAC (convertor numeric - analogic) pentru generarea a patru tensiuni analogice. Evident, costul extensiei descrise aici este numai o parte din ceea ce ar costa dacă s-ar utiliza patru circuite DAC.



Funcționarea unui DAC cu 4 căi este foarte simplă. Presupunând că intrările A, B și E ale multiplexorului / demultiplexorului IC1 sunt în stare logică jos, ieșirea lui A1 este alimentată la intrarea „+" a lui A2, în timp ce ieșirea acestui amplificator operațional este conectată la intrarea „–" a lui A1 prin demultiplexor și R1. Condensatorul C2 funcționează ca un dispozitiv de stocare. Tensiunea de ieșire accesibilă la terminalul 1 este egală cu U_{DAC}, deoarece A1 este dimensionat pentru amplificare unitară. Când intrarea $\overline{E}$ este trecută în stare sus, sau când la intrările A-B este aplicat un cod nou, tensiunea de intrare pentru A2 este obținută de la C2, astfel încât tensiunea programată rămâne accesibilă la ieșire. Funcționarea celorlalte buffere de ieșire și condensatoare este, bineînțeles, similară celei a lui A2-C2.

Pentru a obține performanță optimă, C2-C5 trebuie să fie condensatoare cu pierderi mici, de exemplu tip multistrat MKT, iar curentul de intrare în A2 – A5 trebuie să rămână scăzut. Ultima condiție este satisfăcută prin utilizarea unor amplificatoare operaționale cu intrări FET (curent de polarizare tipic: 1 pA). Numai A1 necesită o compensare a offset-ului, deoarece reacția este obținută prin multiplexorul cel mai puțin semnificativ din IC1. Intrarea $\overline{E}$ (validare) servește pentru invalidarea lui IC1 în timpul trecerii de pe un canal pe altul. R2 furnizează în acest moment amplificarea totală a lui A1, pentru a împiedica rămânerea fără sarcină a intrării „–".

Dacă pentru IC1 se utilizează tipul HCT4052, pentru comanda intrărilor A, B și $\overline{E}$ pot fi utilizate nivelele standard TTL. Un CMOS 4052 „obișnuit" necesită montarea pe aceste intrări a unor rezistențe de pull-up de 5k6, dar numai dacă pentru comanda extensiei sunt utilizate semnale TTL. Consumul de curent al circuitului este mai mic de 10 mA. U_{DAC} trebuie să fie între –3,5 V și +3,5 V.

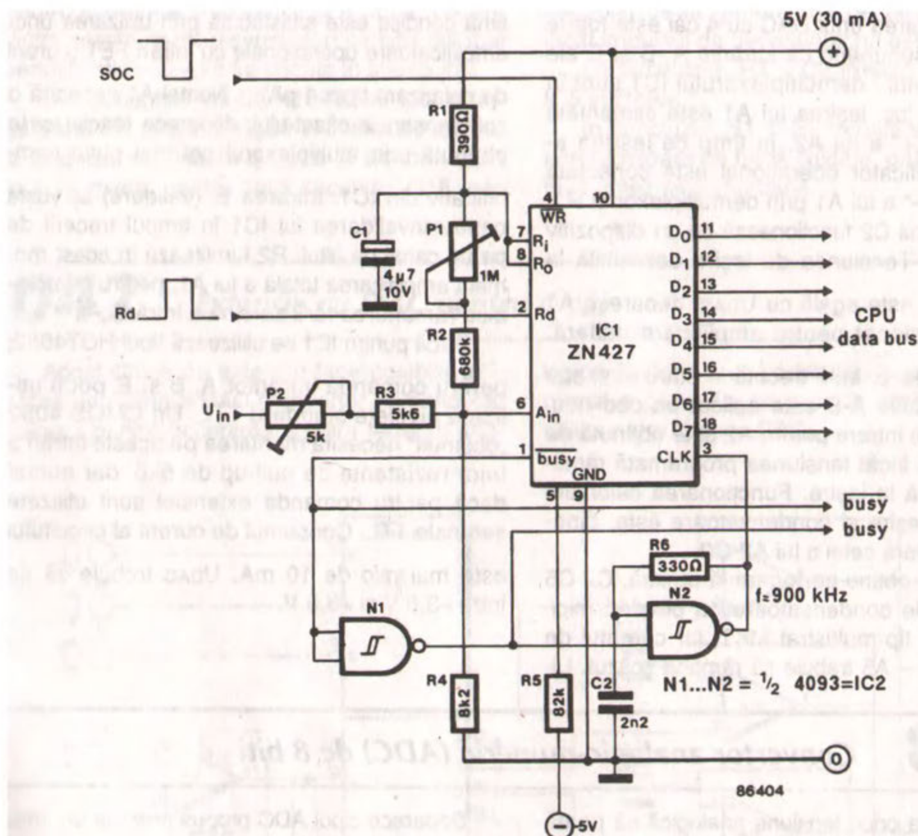
048 *Convertor analogic-numeric (ADC) de 8 biți*

Înainte ca orice tensiune analogică să poată fi măsurată și, în consecință, procesată de un calculator, este necesar un dispozitiv de conversie cu precizia corespunzătoare, pentru a asigura computerului echivalentul numeric de *n* biți al tensiunii, așa cum este aplicată circuitului de conversie analogic-numeric (ADC). Evident, cu cât *n* este mai mare, cu atât sunt implicate mai multe trepte în procesul de conversie, dar și precizia ce poate fi obținută este mai mare.

Acest convertor analogic-numeric ADC de 8 biți necesită puține componente; în plus, este versatil, rapid și suficient de precis pentru multe întrebuințări. Tensiunea maximă de intrare în circuit este stabilită la 5 V, așa cum s-a fixat cu ajutorul rețelei rezistive, conectată la terminalul A_{in} al cipului ADC tip ZN427. Cu această limită superioară pentru V_{in}, precizia conversiei este egală cu 5 V / (2^8-1) = 19,6 mV/pas. Prin redimensionarea adecvată a divizorului de tensiune de la intrare, pot fi admise și alte valori ale tensiunii de intrare.

Deoarece cipul ADC propus prezintă un timp de conversie analogic-numerică de numai 10 μs (valoare tipică), tensiunile alternative pot fi măsurate (numeric) și procesate cu comandă în limbaj mașină; exact ca în circuitul DAC anterior, în general, BASIC nu este foarte convenabil pentru acest scop și utilizarea sa este restrânsă pentru utilizările în care cerințele de temporizare sunt mai puțin stringente. Este bine înțeles că viteza și, prin urmare, răspunsul continuu al calculatorului la, să zicem, mișcarea joystick-ului sunt posibile numai dacă subrutina de citire a ADC-ului este scrisă în limbaj mașină.

Un impuls mic de SOC (pornire a conversiei) la intrarea $\overline{WR}$ a cipului pornește procesul intern de conversie a tensiunii, iar ieșirea $\overline{BUSY}$ este activată (de exemplu, trecută în stare jos); aceasta, la rândul ei, permite porții trigger Schmitt N1 să genereze frecvența de tact pentru ADC, de circa 900 kHz. La terminarea conversiei comandate de impulsurile de tact, $\overline{BUSY}$ trece în stare sus și CPU poate citi valoarea de

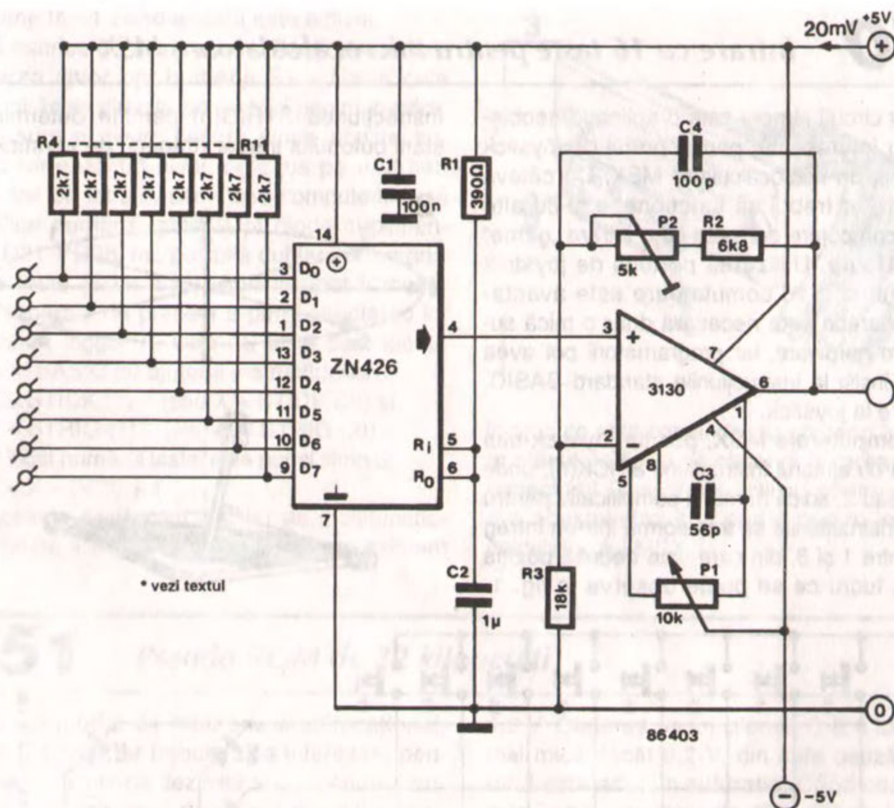


8 biți conținută în memoria ADC-ului, ca urmare a activării liniei de citire. Remarcați că semnalele SOC și de citire trebuie decodificate cu un circuit adecvat tipului de computer sau CPU. În circuitul ADC au fost luate măsuri pentru a selecta fie semnalul BUSY, fie $\overline{BUSY}$, în scopul de a semnaliza condiția de conversie la CPU a computerului gazdă.

Calibrarea acestui circuit este extrem de simplă, deoarece aceasta implică numai două semireglabile. Mai întâi, în limbaj mașină se scrie o simplă buclă de test; apoi se reglează P1 (offset) pentru o citire 0 a computerului când circuitului nu i se aplică nici o tensiune de intrare; P2 este reglat să se citească 255 (FF_{hex}) cu tensiune maximă de intrare la V_{in}, adică 5 V. În sfârșit, se testează liniaritatea ADC-ului prin aplicarea a 2,5 V de la o sursă suficient de precisă; computerul trebuie să citească 128 (80_{hex}).

049 DAC de 8 biți

Acest circuit simplu permite utilizatorilor de calculatoare să genereze tensiuni analogice sub comandă software, ceea ce, fără îndoială, oferă posibilități interesante pentru comanda modernă, de exemplu a reglajului de volum al unui echipament audio, a circuitelor de iluminat etc. De asemenea, este posibil să se scrie în limbaj mașină algoritmi pentru generarea unei multitudini de tensiuni periodice complexe de ieșire, pe scurt, pentru a construi un generator



de funcții comandat de computer, utilizând un minimum de hardware.

Acest circuit se bazează pe tipul de convertor numeric-analogic (DAC) ZN426, care este un dispozitiv cu o rezoluție de 8 biți (255 de pași), cu o viteză mare de conversie (1 µs), utilizat pentru interfațarea directă a microprocesorului. Circuitul poate fi conectat la un port de ieșire de 8 biți care furnizează nivele numerice compatibile TTL sau CMOS; multe computere ce se găsesc în mod curent pe piață au un astfel de port, sau fabricantul a prevăzut posibilitatea să se adauge unul sau mai multe astfel de porturi, sub forma unei extinderi. Timpul de conversie al circuitului DAC permite utilizarea codului mașină pentru tensiuni de ieșire cu frecvență înaltă; BASIC este, în mod normal, prea lent pentru acest scop. Tensiunea de ieșire a DAC-ului este separată cu un amplificator operațional BIFET, care poate fi reglat pentru un răspuns în trepte de 15 mV/treaptă, ceea ce înseamnă că tensiunea maximă de ieșire a acestui circuit este 3,825 V, deoarece 8 biți reprezintă 255 pași ($2^8 - 1$).

Reglajul circuitului este foarte simplu: se conectează un voltmetru numeric la ieșire și se reglează P1 pentru o indicație de 0,00 V când în DAC există scris (0); apoi se scrie 255 (FF_{hex}) și se reglează P2 pentru indicația tensiunii maxime de 3,825 V.

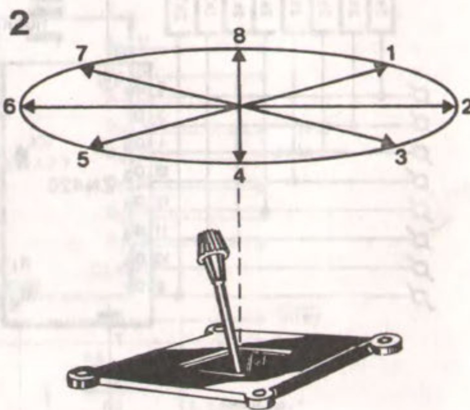
Circuitul este adecvat și pentru un convertor D-A comandat de un port I/O de 8 biți (EE, decembrie 1985) ca parte a unei magistrale universale I/O. Oricum, trebuie remarcat că scrierea FF_{hex} în acest port furnizează o tensiune de ieșire analogică de 0 V, deoarece circuitul integrat de separare ULN2003 din portul de ieșire de 8 biți este un dispozitiv inversor: mai mult, cele opt linii de date de pe circuitul DAC trebuie fixate cu rezistențe pull-up, după cum se poate vedea în schema circuitului.

050 Intrare cu 16 taste pentru microcalculatoare MSX

Acest circuit simplu este o aplicație neobișnuită, dar interesantă, pentru portul de joystick accesibil la un microcalculator MSX. Cu câteva modificări, ar trebui să funcționeze și cu alte tipuri de computere echipate cu o intrare „game" asemănătoare. Utilizarea portului de joystick pentru citirea a 16 comutatoare este avantajoasă deoarece este necesară doar o mică suplimentare hardware, iar programatorii pot avea acces ei înșiși la instrucțiunile standard BASIC, referitoare la joystick.

La computerele MSX, poziția joystick-ului este citită cu ajutorul instrucțiunii STICK(n), unde n este 1 sau 2, adică numărul semnificativ pentru joystick. Instrucțiunile se transformă într-un întreg cuprins între 1 și 8, din care este dedusă poziția manetei, lucru ce se poate observa în fig. 1. Instrucțiunea STRIG(n) permite determinarea stării butonului trigger (trăgaci) pe joystick-ul n

2



1

S8 S7 S6 S5 S4 S3 S2 S1

D1 ... D28 = 1N4148

S16 S15 S14 S13 S12 S11 S10 S9

trig. A

şi revine la –1 când acesta este activat.

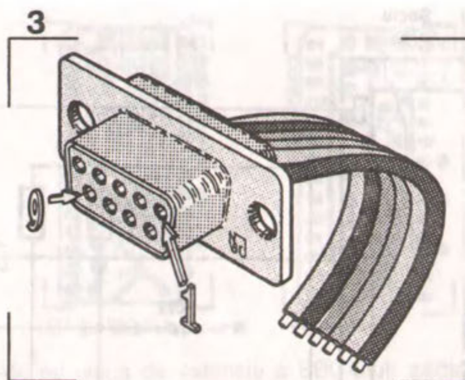
O matrice de diode este utilizată pentru conectarea celor opt butoane S1 ÷ S8 la cele patru intrări de direcţie ale portului pentru joystick. Când sunt activate, fiecare dintre aceste butoane forţează un nivel logic jos pe una sau două linii de intrare, permiţând computerului să identifice numărul tastei. Opt diode suplimentare, D21 ÷ D28, fac posibilă dublarea numărului de taste (S9 ÷ S16). Acestea pot fi menţinute separate de primele 8 prin conectarea lor la intrarea trigger A. Cele 16 taste sunt identificate în BASIC cu ajutorul instrucţiunilor:

X = STICK (1) (sau X = STICK (2)) şi
Y = STRIG (1) (sau Y = STRIG (2))

astfel încât numărul tastei este pur şi simplu:

Z = X – (Y*8) + 1

Aceasta arată cum o extensie multifuncţională poate fi utilă pentru un hardware existent în timp ce este comandat cu comenzi în BASIC. În sfârşit, în fig. 3 se observă notarea pinilor în conectorul D cu 9 căi, utilizat pentru conectarea acestui circuit la portul pentru joystick al calculatorului MSX.



3

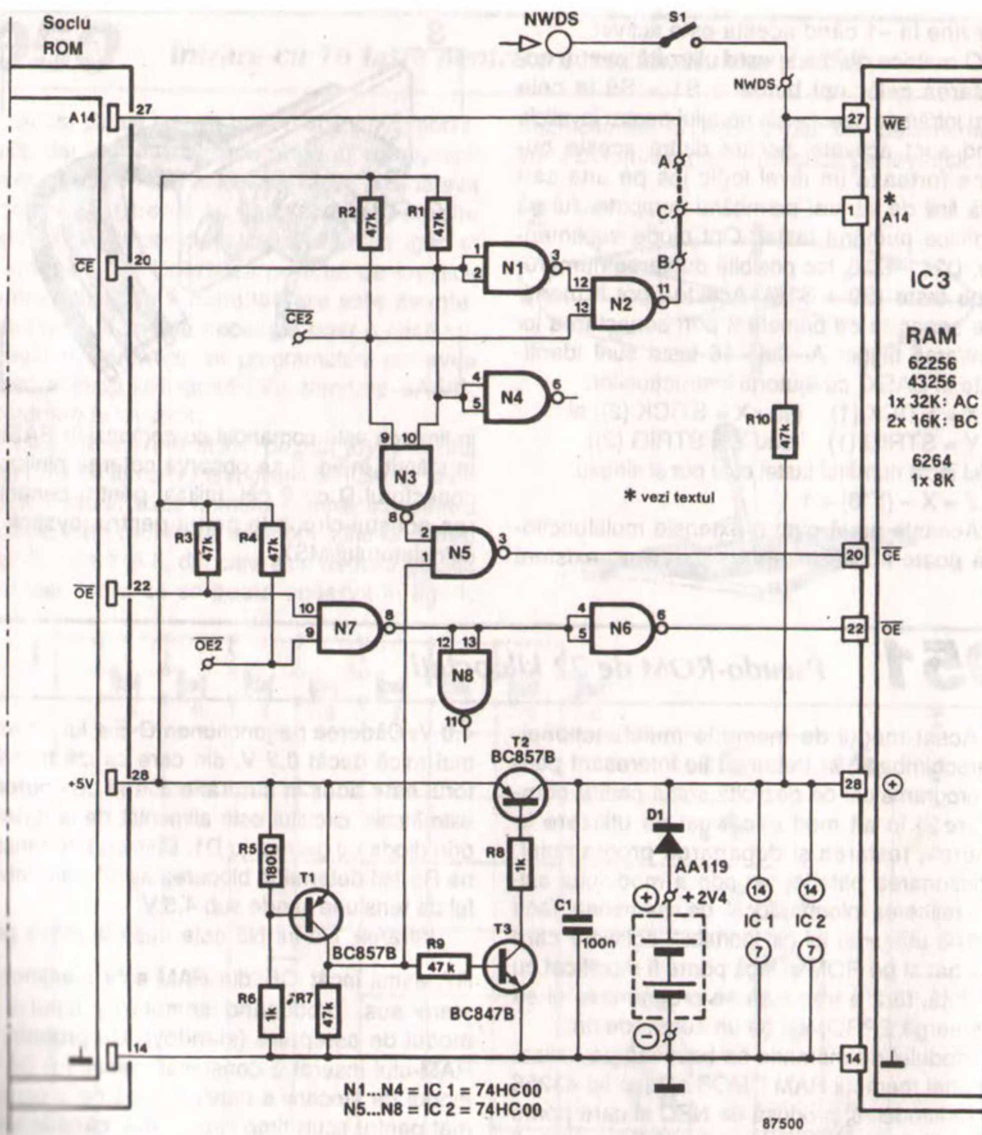
051 *Pseudo-ROM de 32 kilocteţi*

Acest modul de memorie multifuncţional, interschimbabil, ar trebui să fie interesant pentru programatorii ce dezvoltă softul pentru computere şi în alt mod decât cel de utilizare în scrierea, testarea şi depanarea programului. Funcţionarea bateriei tampon a modulului asigură reţinerea informaţiilor şi, de asemenea, face posibilă utilizarea lui ca „portabil", software care este bazat pe ROM şi încă poate fi modificat cu uşurinţă, fără a trebui să se programeze şi să se şteargă EPROM-ul de un număr de ori.

Modulul de memorie se bazează pe utilizarea unei memorii RAM CMOS statice tip 43256 de 32 kilocteţi, produsă de NEC şi care poate fi văzută în fig. 1. Alte tipuri de 32 ko, cum ar fi 62256, ar funcţiona de asemenea în această schemă. O baterie (2 baterii tip pastilă, sau o baterie NiCd de 2,4 V când D1 este şuntată de o rezistenţă pentru a permite încărcarea) permite cipului să păstreze conţinutul când computerul este închis. Când tensiunea de alimentare de +5 V de la computer este conectată, T1 trece pinul 1 al lui N5 în stare sus, astfel încât poarta poate accesa RAM-ul prin intrarea $\overline{CE}$. Tensiunea fixată cu T3-T2 alimentează în această situaţie toate cipurile de pe placă cu aproximativ 4,8 V. Căderea pe joncţiunea C-E a lui T2 este mai mică decât 0,2 V, din care cauză tranzistorul este adus în saturaţie. Când computerul este închis, circuitul este alimentat de la baterie prin dioda cu germaniu D1. Divizorul de tensiune R5-R6 determină blocarea lui T1 când nivelul de tensiune scade sub 4,5 V.

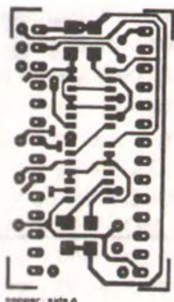
Intrarea 1 a lui N5 este pusă la masă prin R7, astfel încât $\overline{CE}$ din RAM este menţinut în stare sus, producând comutarea cipului în modul de aşteptare (standby). Un prototip al RAM-ului inserat a consumat numai 1,5 μA în modul de stocare a datelor, după ce a consumat pentru scurt timp circa 3 mA, când tensiunea a scăzut de la 1,5 la 1 V. Oricum, acest efect este normal şi se datorează intrărilor porţilor HC care au fost pentru scurt timp într-o stare nedefinită. Circuitele integrate folosite au fost de tipul 74HC00 (SMD) şi 43256C-12L (120 ns).

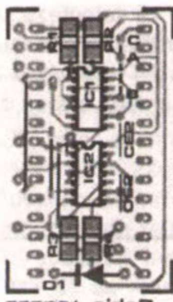
Modulul este configurat ca un bloc RAM de 32 ko prin introducerea unei legături între A şi C, iar legătura B-C selectează 2 x 16 ko. Ultima configuraţie este necesară când soclul în care este introdus modulul este proiectat pentru o capacitate a memoriei de maximum 16 ko (ROM sau RAM), aşa cum este pe placa de extensie

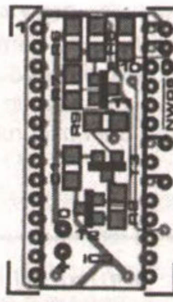


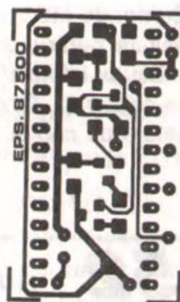
pentru BBC. Pentru IC3 poate fi utilizat RAM-ul tip 6264, atunci când sunt necesari doar 8 ko. În această situație, nu trebuie folosit nici un scurtcircuit din cele menționate mai înainte.

Construirea cu succes a modulului RAM necesită o grijă deosebită în lipirea componentelor SMA pe placa dată în fig. 2. Este absolut necesar să se planteze toate piesele SMA pe ambele fețe ale plăcii de circuit, apoi să se realizeze cele trei legături și scurtcircuitele B-C sau A-C, după cum este necesar. Nu uitați să lipiți terminalele lui D1 (aceasta nu este o componentă SMA) și conexiunile bateriei, pe ambele fețe ale plăcii. De asemenea, în patru locuri trebuie realizate treceri cu fire de lungimi mici. Se introduc toți pinii celor două benzi terminale ale circuitelor integrate cu 14 pini prin șirurile drepte de găuri, pe partea cu componente a plăcii, adică pe partea pe care sunt plantate tranzistoarele, apoi se lipesc pinii pe insulele de









pe partea placată cu cupru, adică pe partea pe care sunt plantate circuitele 74HC00. Pinii trebuie să iasă în afară cel puțin 4 mm. Utilizarea unui soclu pentru fire wrapate nu este recomandată aici, datorită subțirimii pinilor. Localizați pinul care pătrunde prin gaura marcată 1 și tăiați-l. Montați câte o priză răsucită pentru pin în apropierea pinilor 28, 27, 22 și 20 în partea dreaptă a benzii de terminale și lipiți-le pe ambele fețe ale plăcii. Acești pini nu trebuie să străbată până la partea placată cu cupru și vârfurile lor trebuie să fie la 1,5 ÷ 2 mm deasupra acelora din banda terminală. Când se intenționează utilizarea RAM-ului în configurația sa de 2 x 16 ko, sunt conectate fire la punctele $\overline{\text{OE2}}$ și $\overline{\text{CE2}}$ de pe partea placată și duse între pinii 5-6 și, respectiv, 9-10. Se înlătură pinul 1 al unui soclu standard de circuit integrat cu 28 de terminale, înainte de a-l introduce, prin apăsare atentă, în cei 27 de pini ce au străbătut partea placată cu cupru. Se conectează firele de alimentare de la baterie și legătura la S1 (NWDS) în punctele corespunzătoare de pe partea cu componente. Se utilizează un clește de precizie pentru a înclina cu precauție pinii 28, 27, 22 și 20 ai circuitului 43256 sau 6264, puțin la dreapta față de ceilalți pini din șir. Aceasta permite împingerea celor patru pini ai circuitului integrat în pinii din soclu, introduși anterior, în mod separat, în timp ce ceilalți 24 sunt inserați în mod obișnuit. Bateria este montată convenabil la oarecare distanță de modul. Când este disponibilă o baterie în miniatură, aceasta poate fi montată sub cipul RAM. Pentru utilizatorii de BBC: legăturile $\overline{\text{OE2}}$ și $\overline{\text{CE2}}$ sunt conectate convenabil la pinii 22 și, respectiv, 20 ai soclului pentru circuite integrate cu 28 de pini, pentru introducerea în soclul adiacent ROM/RAM de pe placa de extensie a BBC-ului; semnalul NWDS este accesibil la pinul 8 al lui IC77. Comutatorul S1 este montat într-o poziție convenabilă pe panoul din spate al computerului și, când se deschide, inhibă scrierea în RAM. Este recomandabil ca S1 să se deschidă după închiderea computerului pentru a împiedica bateria să furnizeze circa 50 µA pentru perioade prelungite: acest curent ajunge prin R10 la driverul NWDS. Utilizatorii de Non-BBC sau de Electron Plus-1 trebuie să rețină că semnalul NWDS este același cu $\overline{\text{WRITE}}$ și nu READ / $\overline{\text{WRITE}}$

Lista de componente:

Observație: toate piesele, în afară de cele marcate ⁺, sunt de tip Surface Mount Assembly.

Rezistențe:
R1 ÷ R4 inclusiv; R7; R9; R10 = 47 k
R5 = 180 R
R6; R8 = 1K0

Condensatoare:
C1 = 100 n sau 47 n

Semiconductoare:
D1 = AA119⁺
T1; T2 = BC857B sau un tip pnp SMA similar.
T3 = BC847B sau un tip npn SMA similar.
IC1; IC2 = 74HC00 (**nu** se utilizează tipuri HCT)
IC3 = 43256C-10/12/15L (NEC) sau 62256 LP10/12 32 ko RAM⁺ CMOS static.

Diverse⁺:
Placă de circuit imprimat tip 87500
Două benzi de terminale 14 căi cu pini de 7 mm
Patru pini răsuciți pentru terminale de circuit integrat
Baterie adecvată (vezi textul, $V_b \geq 2,4$ V)

Comanda MOVE din memoria ROM ADT accesibilă pentru computerele BBC permite schimbul de informații între memoria rezidentă și cea colaterală. Programatorii vor avea un pic de bătaie de cap cu scrierea unei mici rutine care să selecteze soclul (soclurile) colaterale semnificative prin intermediul circuitului de blocare din soclu de la FE3FH și cu copierea unuia sau a două blocuri de 16 ko.

052 *Adaptor pentru 40 de piste*

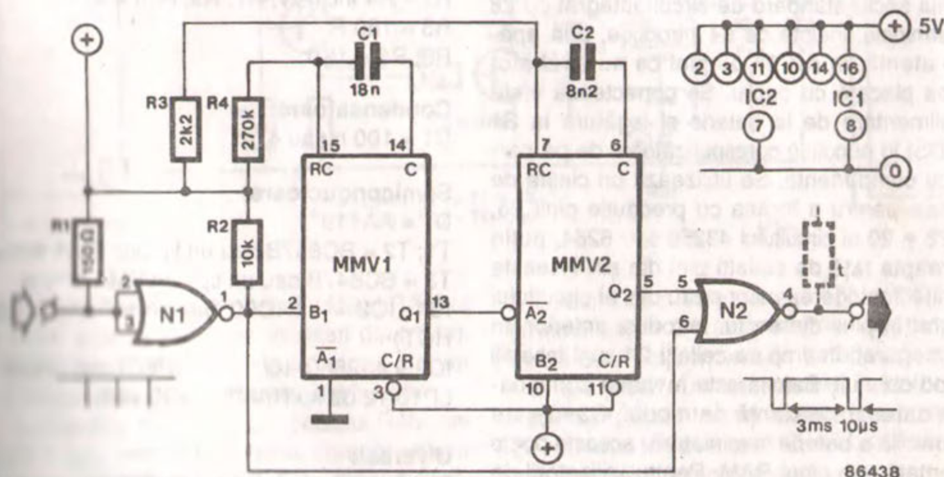
De-a lungul ultimilor câțiva ani, costul unor unități de disc flexibil de 5,25 inci a scăzut într-atâta încât cele moderne, de 80 de piste, cu două fețe, costă acum mai puțin decât tipul simplu, de 40 de piste, cu o singură față, de acum câțiva ani în urmă. Prin urmare, nu este de mirare să vezi mulți deținători de calculatoare care-și îmbunătățesc sistemele cu unități cu 80 de piste, cu linii subțiri, pentru a mări capacitatea memoriei de masă a microcalculatorului lor.

Și totuși, programele memorate pe 40 de piste nu se regăsesc cu ușurință în noul sistem, deoarece distanța dintre piste pe unitatea cu 40 de piste este dublă față de modelul cu 80 de piste.

Acest circuit oferă o soluție problemei, prin aceea că dublează distanța pașilor pentru capul R/W din unitatea de disc cu 80 de piste, astfel încât o face „să semene" cu aceeași de la tipul cu 40 de piste pentru computerul care ar trebui programat, desigur, pentru un sistem de operare cu discuri cu 40 de piste (DOS).

Din schema circuitului se observă că poarta N1 primește impulsul STEP de la dispozitivul de comandă FDC care este utilizat în circuit ca o referință de temporizare pentru generarea automată a altui impuls STEP, la 3 ms după primul.

Ar trebui reținut că, atunci când se introduce circuitul în unitatea cu 80 de piste, timpul de acces pistă-cu-pistă în modul 40 de piste este dublu decât cel dat în caracteristicile unității, care se referă la utilizarea a 80 de piste.



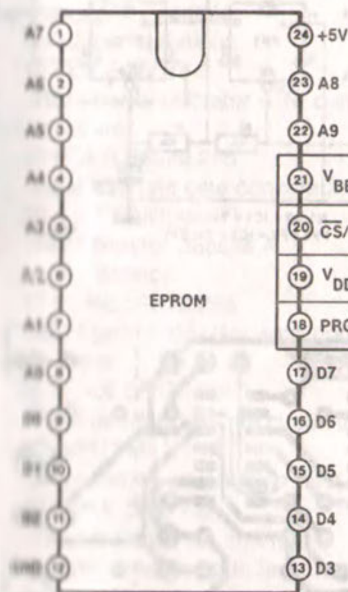
053 Alternative la 2708

Datorită dezvoltării unui domeniu permanent în expansiune, cel al EPROM-urilor cuprinzătoare din seriile 27xxx și 25xxx, tipul 2708 a devenit complet demodat. Acest predecesor în tehnologia EPROM nu numai că este relativ greu de programat, dar este și costisitor, având în vedere capacitatea sa modestă de reținere de 1 kilooctet.

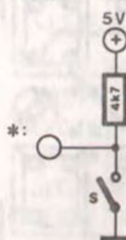
Este de înțeles că înlocuirea lui 2708 fie cu 2716 (2 ko) fie cu 2732 (4 ko) este mult mai ușor de realizat dacă, în primul rând, sunt luate în considerare deosebirile dintre funcțiunile pinilor. Vederea de sus a pinilor și tabelul asociat arată destul de concret că înlocuirea nu este o sarcină dificilă, deoarece primii pini de alimentare, pozitiv și negativ de la 2708, 19 și respectiv 21, pot fi conectați prin fire, așa cum s-a propus, fie la 2716, fie la 2732.

Ar trebui remarcat că pinul 18 ($\overline{CE}$ pentru 2716, cât și pentru 2732) este legat la masă, în vreme ce pinul 20 ($\overline{OE}$) este comandat de semnalul $\overline{CS}$ al computerului. Acest aranjament nou nu are consecințe nici asupra EPROM-ului, nici a computerului, întrucât $\overline{OE}$ poate lucra ca $\overline{CE}$ dacă s-a realizat ca EPROM-ul să nu mai poată fi comutat în starea sa standby la putere mică. Totuși, acest neajuns cauzează mai degrabă o creștere a consumului de curent, oferind totodată un timp de acces EPROM mai rapid, întrucât numai driverele de magistrală cu trei stări sunt accesibile intern, și nu logica cipului în întregime.

Deoarece EPROM-urile tip 2716 și 2732 oferă de două și de patru ori capacitatea unui 2708, o selecție manuală a blocului de adrese trebuie adăugată circuitului: acest dispozitiv, compus dintr-un comutator și o rezistență (trebuie construit de două ori pentru 2732) este marcat cu un asterisc în circuitul dat. A10 (și A11, dacă se folosește) se leagă la masă, dacă intenționați să vă mențineți la capacitățile EPROM de 1 ko, aflate în primul bloc de 1024 ko.



Pin	2708	2716		2732	
21 V_{BB}	—	V_{PP}	+5V	A_{11}	*
20 $\overline{CS}$/WE	$\overline{CS}$	$\overline{OE}$	$\overline{CS}$	$\overline{OE}/V_{PP}$	$\overline{CS}$
19 V_{DD}	—	A_{10}	*	A_{10}	*
18 PRG.	GND	$\overline{CE}$	GND	$\overline{CE}$	GND



86489

054 *Sistem de urmărire cu 6502*

Un program care a fost scris într-un limbaj de asamblare rareori va merge fără eroare de prima dată. Adesea apar bâlbâieli și alte divagații: în cel mai rău caz, intervine o ratare completă și atunci trebuie repornit computerul cu RESET.

Sistemul de urmărire descris aici va fi foarte util pentru a găsi astfel de greșeli printr-o modalitate relativ ușoară.

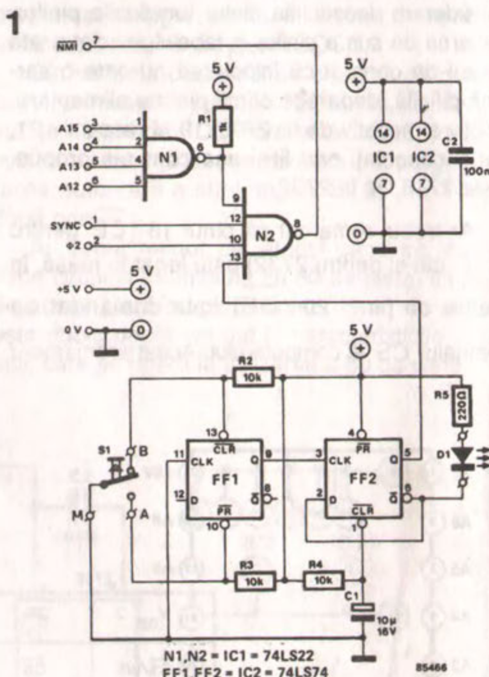
Circuitul este dat în fig. 1. Poarta N1 este un decodor de adrese, a cărui ieșire în domeniul de adrese $F000 ... $FFFF este 0 logic. Poarta NAND N2 este alimentată cu semnalul SYNC de la computer și cu semnalul 0, și este invalidată fie de decodorul de adrese N1, fie de bistabilul FF2. Decodorul de adrese invalidează N2 când EPROM-ul este adresat de la CPU. Aceasta împiedică linia SYNC a procesorului 6502 să genereze un MI (întrerupere mascabilă). Dacă procesorul trece printr-un program mașină undeva în RAM, N2 generează o întrerupere imediat ce procesorul citește un cod de operație, care trece linia SYNC în 1 logic. Această întrerupere nemascabilă conduce procesorul către un program întrerupt din programul monitor. Toate registrele CPU sunt salvate de acest program întrerupt și, în consecință, afișate pe ecranul monitorului. În același timp, procesorul dezasamblează comanda următoare.

Prin urmare, programatorul poate vedea dinainte condițiile în care procesorul începe execuția următorului cod de operare. Întrucât registrul de stare și toate indicatoarele lui sunt afișate de asemenea pe ecran, programatorul poate cu ușurință să-și dea seama dacă un indicator din registrul de stare a fost fixat incorect.

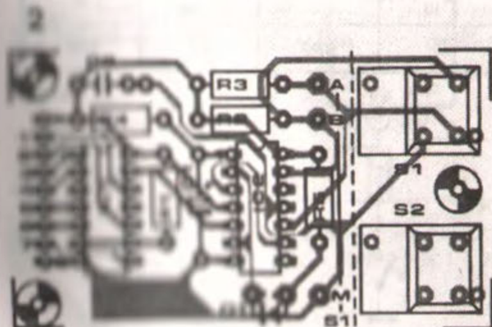
Bistabilul FF1 este utilizat ca un etaj de basculare; FF2 basculează la primirea unui front crescător de la FF1, adică ori de câte ori este apăsat S1. Când sistemul de urmărire este deschis, D1 luminează. Rezistența R4 și condensatorul C1 formează o rețea de resetare a alimentării care decuplează automat sistemul de urmărire când computerul este cuplat.

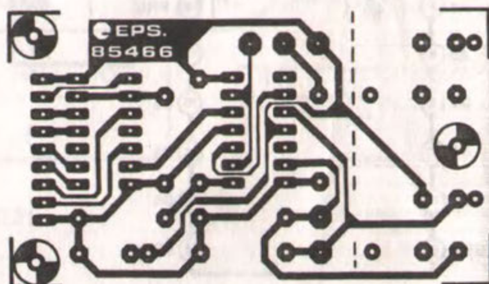
Placa de circuit imprimat pentru acest sistem

1



2





de urmărire este dată în fig. 2. Dacă doriți să construiți circuitul în carcasa computerului, placa trebuie tăiată după linia punctată, astfel încât secțiunea conținând S1 și S2 să poată fi fixată în cea mai convenabilă poziție. Comutatorul S1 trebuie conectat la circuit printr-un cablu adecvat, dar S2 trebuie să fie conectat la butonul manual RESET al sistemului.

Lista de componente:

Rezistențe:
R1 = 1 k
R2 ... R4 = 10 k
R5 = 220 Ω

Condensatoare:
C1 = 10 µ / 16 V
C2 = 100 n

Semiconductoare:
D1 = LED (roșu)
IC1 = 74LS22
IC2 = 74LS74

Diverse:
S1 = comutator miniatură cu arc, cu contact normal deschis
S2 = comutator miniatură cu arc, cu contact normal deschis (vezi textul)
Placă de circuit imprimat 85466

055 *Interfață bidirecțională paralelă pentru C64*

Așa-numitul port utilizator din microcalculatorul Commodore C64 este prevăzut pentru conectarea perifericelor, cum ar fi modemurile, interfețele RS232 și circuite de comandă. În unele aplicații este utilizat și pentru comunicarea cu alte C64. Acest circuit face posibilă utilizarea liniilor de port PB0 ÷ PB7 ca intrări *și* ieșiri. Software-ul permite computerului să aleagă între intrare și ieșire prin intermediul liniei PA2 (terminalul M). Exemple:

Introducerea datelor:
10 POKE 56579.0
:REM portul utilizator este conectat ca circuit de intrare.
20 POKE 56576.255
:REM interfața este conectată ca intrare.
30 A = PEEK(56577)
:REM citește variabila A.

Ieșirea datelor:
10 POKE 56579.255
:REM portul utilizator este conectat ca circuit de ieșire.
20 POKE 56576.251
:REM interfața este ca circuit de ieșire.
30 INPUT B
:REM citește cuvântul de date.
40 POKE 56577.B
:REM și trimite-l la interfață.

Circuitul este compus în principal din două drivere pentru bus octal cu trei stări, tip 8212. Prin nivelul logic de la PA2, fiecare driver poate fi validat individual, astfel încât să aleagă între funcția de intrare sau de ieșire a interfeței, a cărei stare obișnuită este indicată printr-o pereche de LED-uri. Comutatorul S1 selectează între terminațiile sus (a) și jos (b) ale liniilor de intrare. În sfârșit, un exemplu pentru procesarea interactivă a datelor:

10 POKE 56567.255
:REM interfața este conectată ca circuit de intrare.
20 POKE 56579.0
:REM portul utilizator este conectat ca circuit de intrare.
30 A = 255-PEEK(56577)
:REM citește variabila A
100
:REM exemplu de comandă logică:

110 IF A = 1 THEN B = 64
111 IF A = 2 THEN B = 128
112 IF A = 4 THEN B = 192
113 IF A = 1 THEN B = 32

300 POKE 56577.B
:REM încarcă registrul de date
310 POKE 56579.255
:REM portul utilizator este circuit de ieșire.
320 POKE 56576.251
:REM interfața este circuit de ieșire.
330 GOTO 10

Port utilizator C 64

I = 25mA

IC 1 8212

IC 2 8212

R3 R4 R5 R6 R7 R8 R9 R10 4k7

S1 a b

D1 R1 330Ω roșu

D2 R2 330Ω verde

N1 N2

a = activ jos
b = activ sus

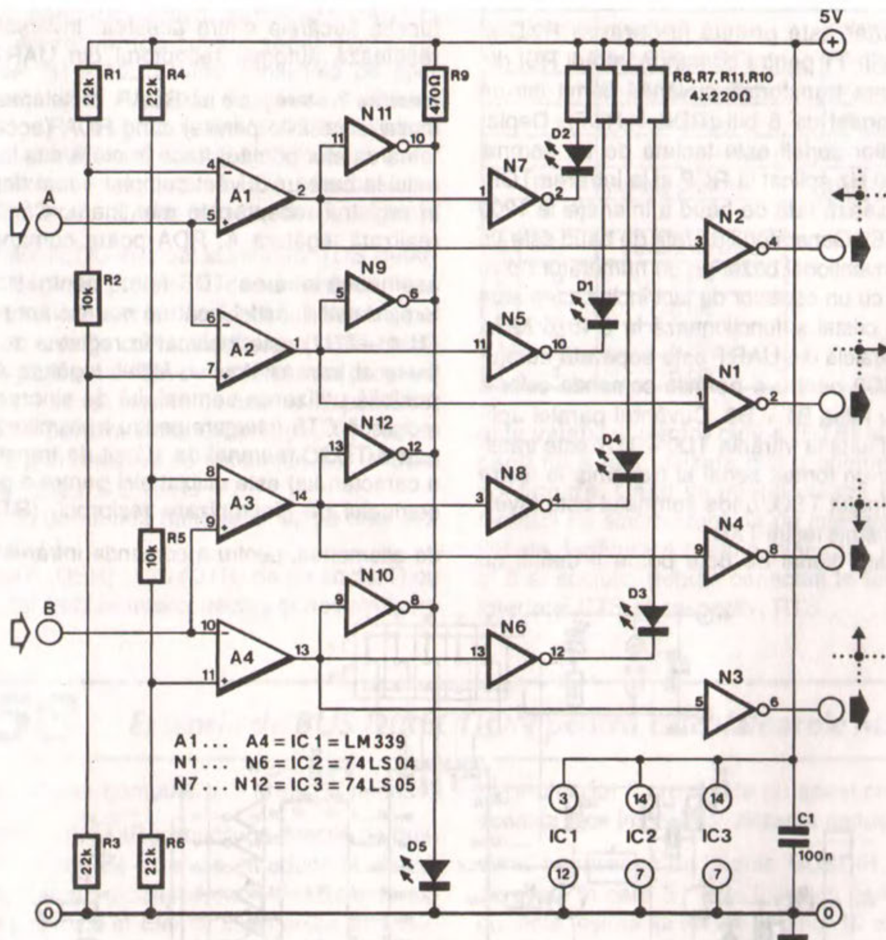
N1, N2 = 2/6 IC 3 = 7404; 7414

87519



056 *Convertor analogic-numeric pentru joystick-uri*

Deși joystick-urile apar într-o varietate uluitoare de versiuni, organizarea lor internă este întotdeauna o concepție standard, bazată fie pe un set de contacte, relativ fragile, cu arcuri și membrane, fie pe două potențiometre. Mulți amatori de computere vor fi de acord că ultimul tip, analogic, oferă o mai bună fiabilitate calitate. Din păcate, acesta nu poate fi utiliz în legătură cu un computer personal obișnu cum ar fi Commodore C64 și, ca urmare, apărut acest circuit. Cele patru comparatoa din IC1 funcționează cu rol de comutatoare



transformă mișcarea mâinii în semnale numerice. Ieșirile comparatoarelor sunt separate în IC2, pentru a permite interfațarea la portul pentru joystick al computerului. Cele două inversoare rămase în IC2, N5 și N6, împreună cu două inversoare din IC3, funcționează ca etaje de comandă pentru LED-urile care indică poziția de manevrare. Porțile N9 ÷ N12 sunt conectate ca o funcție NOR cablată pentru a permite LED-ului D5 să se aprindă când joystick-ul este în poziția centrală. În sfârșit, consumul de curent al convertorului este în jur de 25 mA.

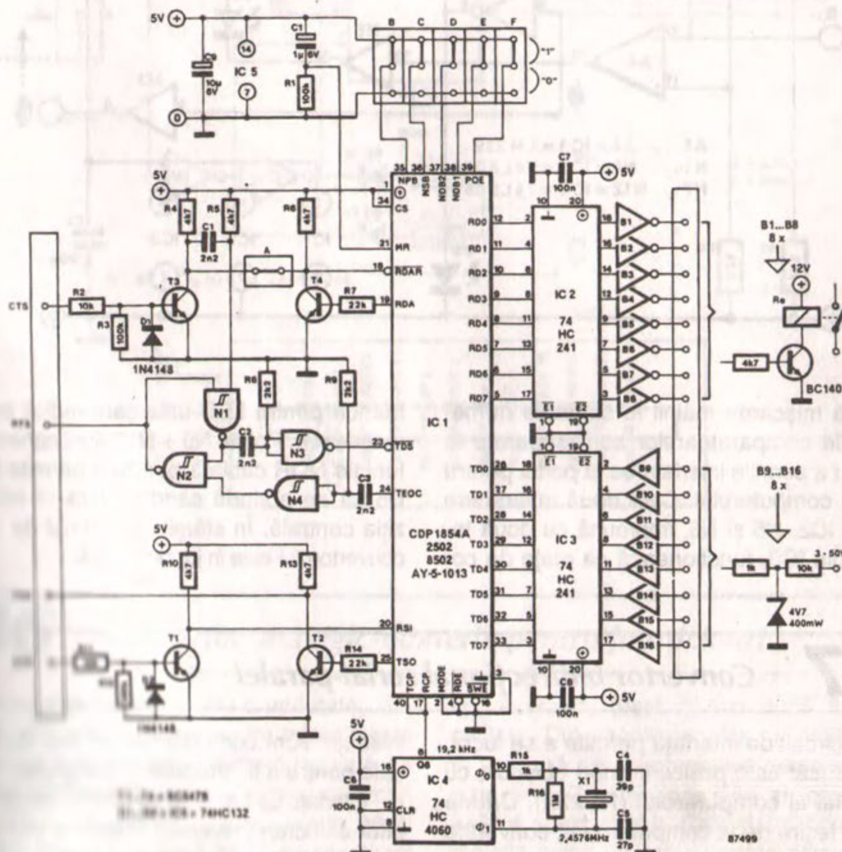
057 *Convertor bidirecțional serial-paralel*

Acest circuit de interfață permite a se lucra, mai mult decât este posibil în mod obișnuit, cu portul serial al computerului (RS232). Datele seriale de ieșire de la computer sunt convertite într-un format paralel, iar datele paralele aplicate interfeței sunt convertite într-un flux de date seriale pentru a fi introduse în computer.

Interfața se bazează pe UART (receptor / emițător asincron universal) standard industrial, tip AY-5-1013, sau pe versiunea CMOS a acestuia,

CDP1854, produs de RCA. Informația serială de la computer este primită la intrarea RXD și inversată în T1 pentru comanda intrării RSI din UART, care transformă cuvântul primit într-un format paralel de 8 biți (RD0 ÷ RD7). Deplasarea biților seriali este tactată de un semnal de 19.200 Hz aplicat la RCP și la intrarea TCP. Acesta fixează rata de baud a interfeței la 1200 (19.200/16). Generatorul de rată de baud este un circuit convențional bazat pe un numărător / divizor binar cu un oscilator de tact inclus, care este pilotat cu cristal și funcționează la 2,4576 MHz. Ieșirea paralelă din UART este separată cu ajutorul lui IC2 pentru a permite comanda celor 8 drivere cu relee B1 ÷ B8. Cuvântul paralel aplicat UART-ului la intrările TD0 ÷ TD7 este transformat într-un format serial și transmis la ieșire prin terminalul TSO, unde semnalul este inversat și transmis ieșirii TXD.

Formatul serial de date poate fi definit cu ajutorul conexiunilor cu fire B-F: tabelul 1 indică funcția fiecăreia dintre acestea. Inversorul T4 resetează automat receptorul din UART prin trecerea în stare jos a lui RDAR (resetarea informației accesibile primite) când RDA (accesibilitatea datelor primite) trece în stare sus la semnalul la care un cuvânt complet a fost deplasat în registrul receptor de menținere. Când este realizată legătura A, RDA poate comanda de asemenea intrarea TDS (strob pentru transmiterea datelor), astfel încât un nou cuvânt paralel (TD0 ÷ TD7) este încărcat în registrul de menținere al transmițătorului. Astfel, legătura A face posibilă utilizarea semnalului de sincronizare reciprocă CTS (ștergere pentru transmitere). Impulsul TEOC (semnal de sfârșit de transmitere a caracterului) este utilizat aici pentru a genera semnalul de sincronizare reciprocă (RTS) și, de asemenea, pentru a comanda intrarea TDS,



împreună cu CTS. Intrarea de sincronizare reciprocă, când este activă, stimulează UART-ul să genereze un nou cuvânt serial. Bistabilul set-reset N1 - N2 previne conflictele ce apar între semnalele în cauză. Rețeaua de alimentare C1 - R1 asigură resetarea și inițializarea corectă a UART-ului. TSO și TEOC trec în acest caz în stare sus, în timp ce RDA este basculat jos. Când legătura A nu este introdusă, prezența impulsului TEOC inversat la intrarea TDS determină începerea procesului de transmitere.

Autorul a dezvoltat acest circuit în principal pentru a permite comunicarea între două calculatoare personale IBM cu ajutorul unui program în Turbo Pascal. Înainte ca acesta să poată rula, starea portului serial COM1: (AUX:) trebuie definită prin tastarea comenzii (DOS) MODE COM1: 1200,n,8,2 <CR>

(1200 baud, fără paritate, 8 biți de date și 2 biți de stop).

Pinii 6 (DSR) și 20 (DTR) de pe soclul D cu 25 de căi trebuie interconectați și același lucru este valabil și pentru pinii 4 (RTS) și 5 (CTS) când nu a fost utilizată nici o comunicare cu confirmare. Când se intenționează utilizarea facilității de sincronizare de pe interfața bidirecțională, legătura A trebuie înlăturată, iar pinii 4 și 5 ai soclului trebuie conectați la terminalele interfeței CTS și, respectiv, RTS.

Tabel 1

conexiune	introdusă	neintrodusă
A	fără RTS și CTS	RTS și CTS
B	fără bit de paritate	bit de paritate
C	2 biți de stop	1 bit de stop
D / E	--- vezi mai jos ---	
F	paritate pară	paritate impară

D	E	cuvânt de date
0	0	5 biți
0	1	6 biți
1	0	7 biți
1	1	8 biți

058 *Extensie de BUS DIRECTION pentru calculatoarele MSX*

Majoritatea computerelor MSX nu necesită un semnal BUSDIR (instrucțiune direcție de bus) pentru circuite de extensie introduse în sloturi. Totuși, apare o problemă dacă circuitele de extensie publicate în *Elektor Electronics* sunt utilizate împreună cu, de exemplu, un computer MSX Sanyo, care are câteva particularități în conceptul său extern I/O. În general, cu cât există mai multe sloturi într-un computer MSX, cu atât mai mare este probabilitatea ca fie unul din ele, fie ambele circuite să trebuiască să fie capabile să utilizeze extensiile realizate ulterior de amatori.

Pentru a asigura semnalul BUSDIR sunt oferite două soluții. Una este utilizabilă pentru *Universal I/O Bus* și *I/O & Timer Cartridge*, iar cealaltă pentru *Cartridge Busboard*. Fiecare dintre aceste circuite constă numai dintr-un singur circuit integrat.

Circuitul A este utilizat cu cele două extensii I/O și este deja încorporat în computer, într-o poziție convenabilă, lângă slotul care primește extensia. Dacă este necesar, toate sloturile computerului pot fi prevăzute cu acest circuit, dar aceasta face imposibilă utilizarea cartușelor care chiar generează un impuls BUSDIR, în afară de cazul în care S1 este introdus pentru a deconecta ieșirea lui N4 de la pinul 10 al sertarului. Oricum, trebuie reținut că acest comutator nu trebuie acționat când computerul este în funcțiune.

Întrucât domeniul I/O 40_h-FF_h este rezervat pentru hardware-ul computerului rezident, liniile de adrese A6 și A7 trebuie să fie în stare jos pentru selectarea circuitului extern I/O. Mai mult, IOREQ și RD trebuie să fie în stare jos pentru a asigura că BUSDIR este activ numai când CPU *citește* datele de la un dispozitiv *I/O*. Întreruperi de la un dispozitiv extern pot fi prelucrate corect numai dacă BUSDIR este în stare jos, ca răspuns la M1 și IOREQ aflate de asemenea în stare jos. Aceasta necesită o funcționare SAU pentru nivelele logice jos:

$BUSDIR = M1 \cdot IOREQ + IOREQ \cdot \overline{A7} \cdot \overline{A6}$

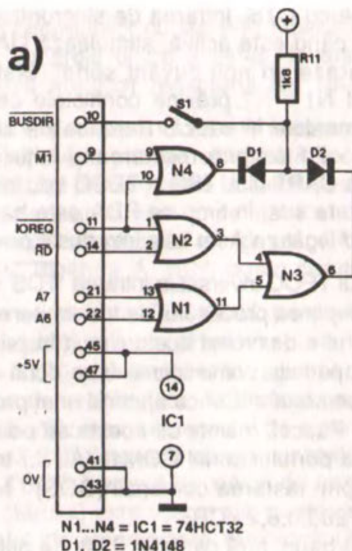
Dacă aveți îndoieli referitoare la deschiderea computerului pentru a instala circuitul A, puteți lua în considerare utilizarea unei părți a plăcii de cartuș EPROM. Remarcați că acel conector cu 50 de căi intră direct în slotul computerului și că un conector de slot este fixat pe cealaltă parte a „adaptorului pentru placă de circuit imprimat" pentru a primi cartușele. Circuitul B este desemnat pentru utilizarea la *Cartridge Busboard.*

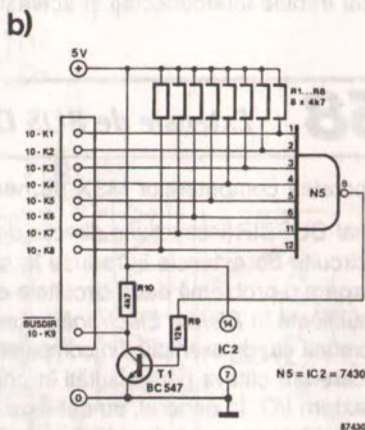
Sarcina lui este de a trece impulsurile BUSDIR de la cartușe la computer. În acest scop, este necesar mai întâi să se întrerupă căile de interconectare între pinii 10 ai slotului, astfel încât toate ieșirile $\overline{BUSDIR}$ de cartuș să devină accesibile separat pentru cablarea la poarta NAND cu 8 intrări N5. Invertorul T1 transformă această simplă unitate de extensie într-o poartă SAU cu 8 intrări pentru nivele în logică negativă. Colectorul acestui tranzistor este conectat la pinul 10 al lui K9 pe placa de bus (magistrală).

Se poate întâmpla ca ambele circuite A și B să fie necesare pentru o anumită configurație I/O. În acest caz, se recomandă să se introducă circuitul A într-un slot *Cartridge Busboard* și, în consecință, să se utilizeze numai acel sertar pentru I/O extern. Pinul 8 al lui N4 este în această situație conectat direct la intrarea corespunzătoare a lui N5.

Observație: articolele din seriile *MSX Extensions* au fost publicate în următoarele apariții ale revistei *Elektor Electronics*:

ianuarie 1986, februarie 1986,
martie 1986, ianuarie 1987,
martie 1987, aprilie 1987.





059 Program de comunicare pentru C64

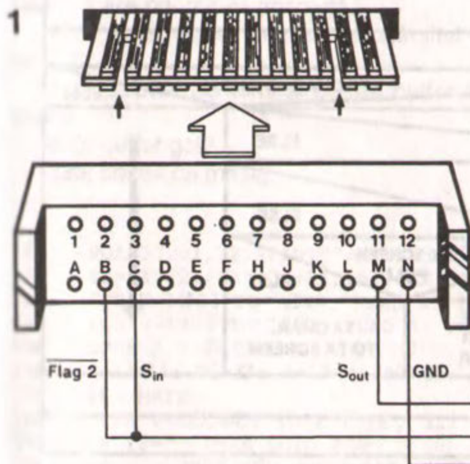
Acest program permite utilizatorilor cunoscutului calculator personal Commodore C64 să schimbe mesaje între două aparate.

Pentru a obține aceasta, nu este nevoie de absolut nici un hardware:

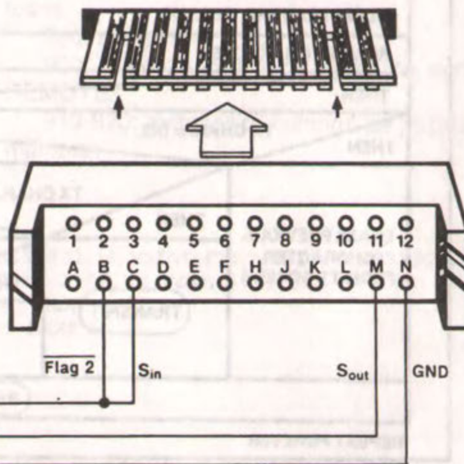
- comunicarea prin câteva zeci de metri, utilizând o conexiune trifilară – vezi fig. 1. Pentru distanțe mai mari sau comunicări prin telefon, desigur, este necesară utilizarea unui modem.
- funcționarea partajată a ecranului: jumătatea superioară a ecranului afișează intrarea operatorului (LOCAL), jumătatea inferioară afișează mesajul primit (REMOTE).
- comunicarea duplex integrală, adică transmisia și recepția sunt procese cvasi-simultane.

I (C64):

1



II:



Organigrama din fig. 2 ilustrează structura programului propus. TX este scurtcircuit pentru emițător, RX – pentru receptor. De reținut că rutinele de actualizare a indicatorului de ecran nu reies din aceste diagrame.

Din păcate, deoarece interpretorul BASIC al lui C64 nu permite realizarea programării structurale, construcțiile date în organigrame nu sunt detectate rapid în programul practic BASIC dat în fig. 3.

Textul tastat este transmis la celălalt computer după apăsarea tastei RETURN. Culoarea BORDER se schimbă pentru a avertiza utilizatorul când ecranul este plin. Erorile de tastare pot fi corectate în modul obișnuit, cu ajutorul tastei INST/DEL. Se aude un sunet scurt, pentru a semnala recepționarea unui mesaj de la computerul REMOTE.

Testarea programului este simplă și nu necesită două computere. Fig. 4 dă conexiunile care pot fi făcute temporar la portul pentru utilizator al computerului. Aceasta creează un modem zero și face ca textul de pe LOCAL să se regăsească pe ecranul REMOTE.

Pentru cei pasionați de calculatoare, interesați în analizarea programului BASIC, și pentru cei ce intenționează să-l rescrie pentru alte tipuri de computere, funcționarea liniilor principale poate fi rezumată după cum urmează:

100-125: inițializează ecranul și generatorul de sunet.

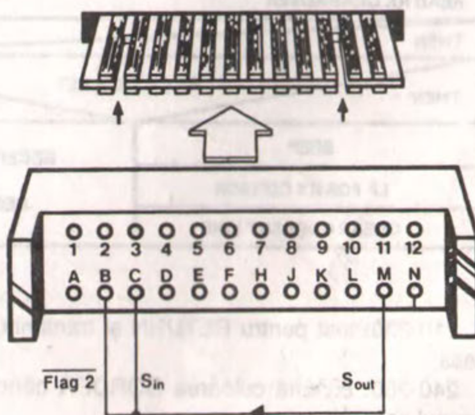
130: se deschide portul serial cu parametrii: 300 baud, 8 biți de date, 1 bit de stop, fără paritate, fără deplasare, duplex total.

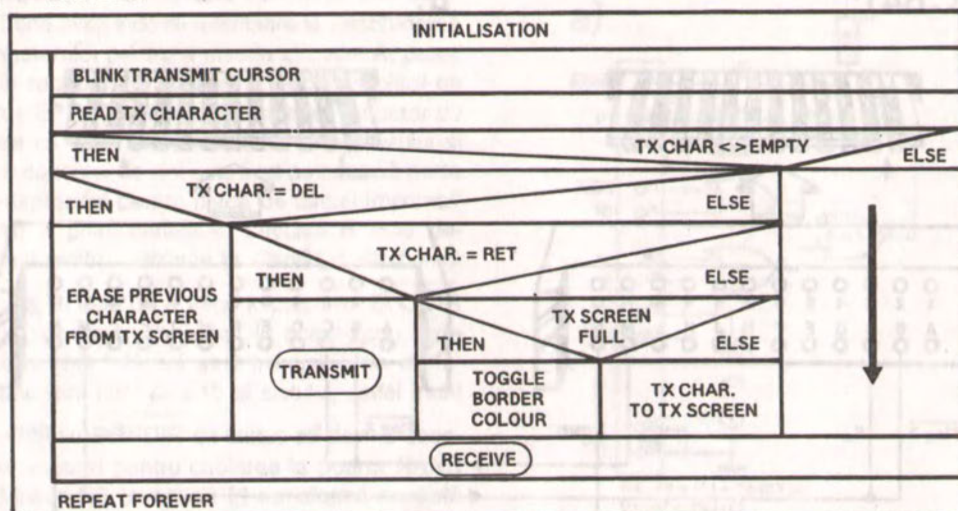
140: T este adresa de bază a ecranului de transmisie și T0 este indexul asociat. R și R0 sunt variabile similare pentru ecranul de recepție, în timp ce R1 dă în plus numărul maxim al caracterului pe linie.

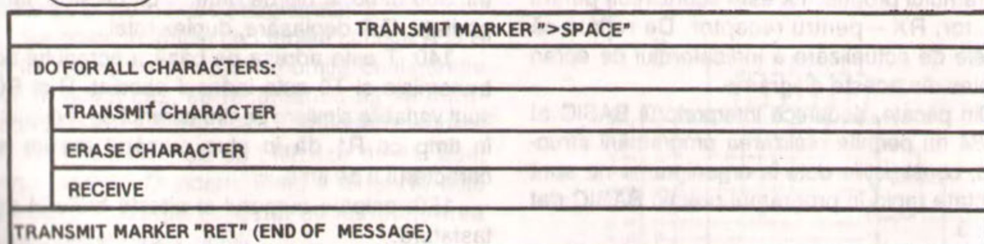
160: pâlpâie cursorul și citește bufferul de tastatură.

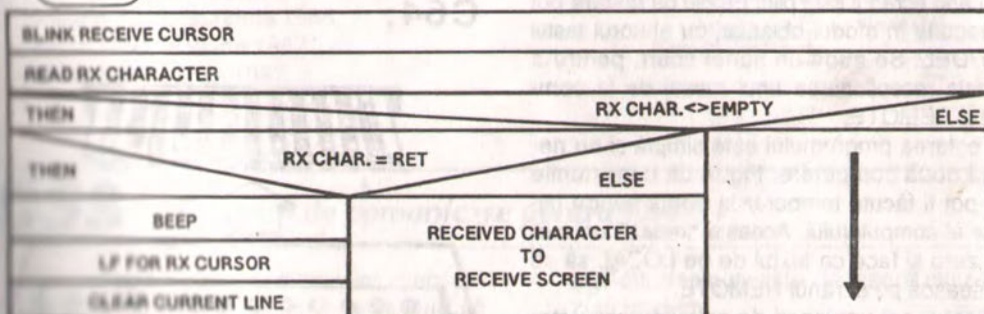
180-200: test pentru DELETE și șterge caracterul anterior.

C64:









210-230: test pentru RETURN și transmite mesaj.

240-260: comută culoarea BORDER când ecranul este plin.

270: merge la subrutina receptoare.

280: repetă bucla de mai sus.

710: transmite markerul „începutul mesajului".

720-750: transmite și șterge toate caracterele. Monitorizează canalul receptor pentru mesaje, după transmiterea fiecărui caracter; recepția are prioritatea absolută.

760: transmiterea markerului „sfârșitul mesajului".

810: pâlpâie cursorul și citește bufferul receptor.

820: buffer gol?

830: sfârșit de mesaj.

840: generatorul de sunet produce un semnal sonor.

850-870: avansează cursorul la linia următoare.

880: șterge linia nouă.

900: afișează caracterul primit pe ecranul REMOTE.

910-920: avansează cursorul pe poziția următoare.

```
1ØØ   POKE53281,12:PRINT"":POKE5328Ø,9:POKE53281,Ø:PRINT CHR$(152):POKE53272,23
11Ø   SI=54272:POKE 24+SI,15:POKE SI,2Ø7:POKE 1+SI,34:POKE 5+SI,1Ø
12Ø   FOR H=1Ø33 TO 1Ø44: READ A: POKE H,A: NEXT H
125   FOR H=1273 TO 1283: READ A: POKE H,A: NEXT H
13Ø   OPEN 2,2,Ø,CHR$(6)+CHR$(Ø)
14Ø   T=11Ø4: TØ=Ø: R=1344: RØ=Ø: R1=Ø
15Ø   REM MAIN
16Ø   POKE T+TØ,6Ø: POKE T+TØ, 32: GET T$
17Ø   IF T$="" THEN GOTO 27Ø
18Ø   IF T$<>CHR$(2Ø) THEN GOTO 21Ø
19Ø   IF TØ>Ø THEN TØ=TØ-1
2ØØ   POKE T+TØ,32: GOTO 27Ø
21Ø   IF T$<>CHR$(13) THEN GOTO 24Ø
22Ø   GOSUB 7ØØ
23Ø   GOTO 27Ø
24Ø   IF T+TØ>=R-8Ø THEN GOTO 26Ø
25Ø   POKE T+TØ,ASC(T$): T+TØ+1: GOTO 27Ø
26Ø   POKE 5328Ø,1: FOR H=Ø TO 15: NEXT H: POKE 5328Ø,9
27Ø   GOSUB 8ØØ
28Ø   GOTO 15Ø
7ØØ   REM TRANSMIT
71Ø   PRINT#2,CHR$(62);: PRINT#2,CHR$(32);
72Ø   FOR K=T TO T+TØ-1
73Ø   PRINT#2,CHR$(PEEK(K));: POKE K,32
74Ø   GOSUB 8ØØ
75Ø   NEXT K
76Ø   PRINT#2,CHR$(13);: TØ=Ø
77Ø   RETURN
8ØØ   REM RECEIVE
81Ø   POKE R+RØ,6Ø: POKE R+RØ,32: GET#2,R$
82Ø   IF R$="" THEN GOTO 93Ø
83Ø   IF R$<>CHR$(13) THEN GOTO 9ØØ
84Ø   POKE 54276,Ø: POKE 54276,33
85Ø   IF R1=4Ø OR R1=Ø THEN GOTO 87Ø
86Ø   POKE R+RØ,32: R1=R1+1: RØ=RØ+1: GOTO 85Ø
87Ø   R1=Ø: IF R+RØ=2Ø24 THEN RØ=Ø
88Ø   FOR H=R+RØ TO R+RØ+39: POKE H,32: NEXT H
89Ø   GOTO 93Ø
9ØØ   POKE R+RØ,ASC(R$): RØ=RØ+1: R1=R1+1
91Ø   IF R1=4Ø THEN R1=Ø
92Ø   IF R+RØ=2Ø24 THEN RØ=Ø
93Ø   RETURN
95Ø   DATA 42,32,84,82,65,78,83,77,73,84,32,42
96Ø   DATA 42,32,82,69,67,69,73,86,69,32,42
97Ø   END
READY
```

060 „Cutie de viteze“ pentru CPU

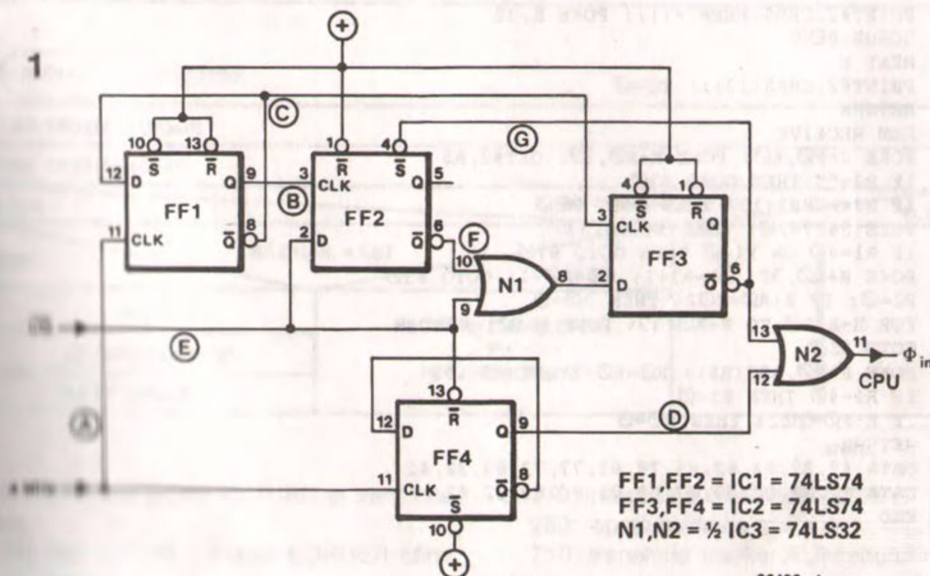
Deși mulți entuziaști utilizatori de computere sunt dornici să-și facă sistemul să lucreze cu cea mai mare viteză de tact posibilă, există adesea limitări destul de dificile impuse de circuitele relativ lente, de tipul integratelor conectate la magistrală, și de frustrările ce decurg de aici după eșecul obținerii unei funcționări sigure a sistemului la, să zicem, o viteză dublă a „bătrânului“ generator de tact, ceea ce poate duce ușor la abandonarea totală a proiectului de creștere a vitezei, din lipsă de informații precise referitoare la sincronizarea bazată pe tact dintre CPU și periferic (periferice).

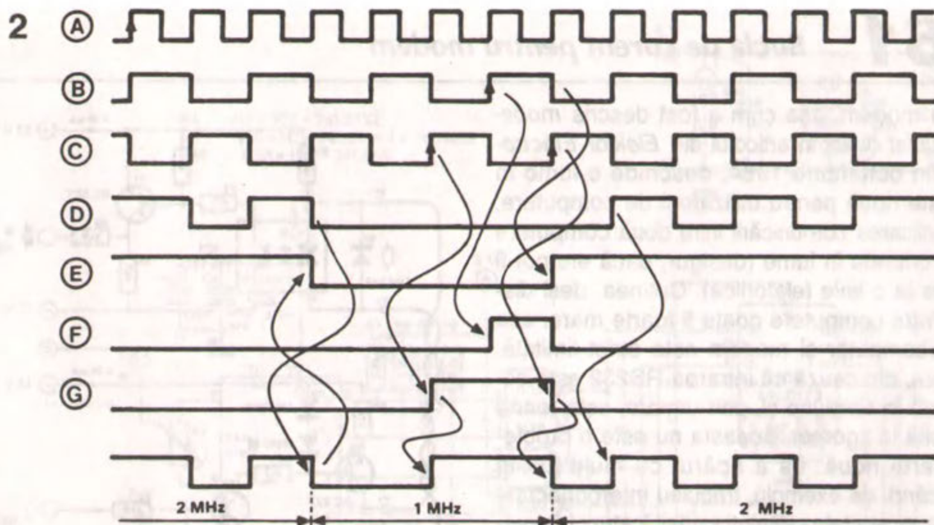
O ilustrare remarcabilă a acestei situații în practică este recurgerea la încorporarea controlerului tip 9367CRT în sistemul de computer bazat pe 6502 ce funcționează la 2 MHz; această aplicație specifică se referă la placa de grafică cu rezoluție ridicată, publicată în *Elektor Electronics*, noiembrie 1985 și urm.

Acest circuit asigură o coborâre lentă, sincronizată și corect temporizată a vitezei sistemului de tact, când se adaptează accesul CPU la un circuit de hartă a memoriei (E150-E15F). După recepționarea unui nivel ridicat al liniei corespunzătoare $\overline{I/O}$, circuitul propus face ca frecvența semnalului de tact să fie divizată cu doi, în vreme ce un semnal $\overline{I/O}$ de nivel scăzut determină divizarea cu patru.

Este important de scos în evidență de ce metoda obișnuită de utilizare a Φ2 pentru validarea circuitului decodor de adresă nu este indicată când se ajunge la sincronism și de ce viteza de tact fără eroare de funcționare comută sub comanda software; prin urmare, paragrafele următoare intenționează să vă ofere o cunoaștere a funcționării de bază a circuitului „cutiei de viteze“ și includerea lui într-un sistem de placă 6502-plus-grafics.

În fig. 1 este dat hardware-ul pentru „cutia de viteze“. Un nivel logic la intrarea $\overline{I/O}$ este trecut la intrarea de date D a bistabilului FF3 ca și la intrarea $\overline{R}$ (reset) a lui FF4. FF3 basculează și își activează ieșirea $\overline{Q}$; aceasta are ca efect divizarea cu doi în FF4 a semnalului de tact de 4 MHz, astfel că, la ieșirea către terminalul CPU, Φ_{in} are 2 MHz. Divizarea cu 4 (ieșire de tact de 1 MHz) trebuie să aibă loc într-o configurație de temporizare sincronă imediat ce $\overline{I/O}$ trece în stare jos; chiar înaintea





tranziției acestui impuls, Φ_{in} era deja în stare jos, astfel încât modificarea nivelului la intrarea de reset a lui FF4 nu are nici o influență asupra funcționării CPU în acel moment și, oricum, bistabilul nu-și mai poate schimba starea. Astfel, FF3 va trebui să furnizeze semnalul de tact la ieșire; intrarea D urmărește transformările semnalului $\overline{I/O}$, deoarece $\overline{Q}$ a lui FF2 a fost obligată să treacă în stare jos ca urmare a activării lui $\overline{S}$ (set). Primul front crescător ce vine de la ieșirea $\overline{Q}$ a lui FF1 va determina trecerea în stare logică sus a lui $\overline{Q}$ din FF3, terminând condiția de setare a lui FF2. Având dată o frecvență de tact de intrare de 4 MHz, secvența în timp a ieșirii determină trecerea în stare sus, după 250 ns, a lui $\overline{Q}$ din FF2, urmată de un nivel scăzut la $\overline{Q}$ a lui FF3, după alte 250 ns. Diagrama de timp din fig. 2 clarifică acest aranjament de temporizare din cutia de viteze a circuitului, de altfel destul de complicat. S-a observat că s-a scurs o perioadă completă de 1 MHz, asigurând sincronizarea corectă a lui FF1 în timpul ciclului de inițializare. Cercetări practice în domeniu au arătat că nu întotdeauna este cazul; rezultatul este o perioadă de tact de ieșire asimetrică, cu o durată a nivelului logic sus și jos de 250 și, respectiv, 500 ns. Remediul pentru acest efect nedorit este simplu, deoarece implică numai interschimbarea conexiunilor semnalului de tact la FF2 și FF3.

S-a observat că decodarea $\overline{I/Q}$ bazată pe $\Phi 2$ este mai puțin dorită, întrucât implică o întârziere prea mare; mai trebuie indicată metoda de obținere a lui $\overline{I/Q}$ din sistemul de plăci grafice (EE, noiembrie 1985, p. 71).

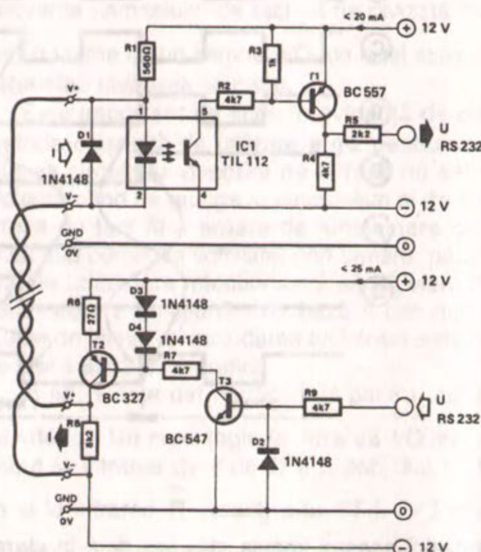
XX5X este îndepărtat pentru motive acum evidente, dar pentru scopul nostru poate fi utilizat $\overline{P = Q}$ la pinul 19 al lui IC1, întrucât obiecțiile posibile asupra rezultatului, decodarea destul de banală a adreselor, sunt ușor atribuite lipsei de importanță prin includerea unui singur decodor 3-din-8 de tip 74LS138, montat suprapus peste IC2 și conectat direct la pinii 1.... 5, 16 și 8. Pinii rămași de la circuitul integrat suplimentar sunt fie tăiați, fie îndoiți, pentru a preveni contacte greșite ce s-ar putea face în circuit. Oricum, se lasă pinii 6 și 10 în funcție, deoarece primul trebuie legat permanent la +5 V (legătură scurtă la pinul 16), în timp ce ultimul poate fi utilizat acum pentru alimentarea impulsului corect $\overline{I/O}$ de la cutia de viteze a CPU-ului.

061 *Buclă de curent pentru modem*

Un modem, așa cum a fost descris *modemul cuplat direct* în articolul din *Elektor Electronics* din octombrie 1984, deschide o lume în totalitate nouă pentru utilizatorii de computere, prin facilitarea comunicării între două computere aflate oriunde în lume (desigur, dacă ele pot fi cuplate la o linie telefonică). Culmea, deși distanța între computere poate fi foarte mare, cea dintre computer și modem este strict limitată. Aceasta, din cauză că intrarea RS232 este comandată în tensiune și, prin urmare, este foarte sensibilă la zgomot. Aceasta nu este o problemă foarte nouă: ea a apărut cu mulți ani în urmă când, de exemplu, trebuiau interconectate două aparate telex. Soluția găsită atunci, și valabilă și în prezent, este bucla de curent. O astfel de buclă de curent poate fi utilizată și când distanța dintre modem și computer este relativ mare: până la 1 km.

O buclă obișnuită utilizată astfel transformă tensiunile compatibile pentru RS232 în curenți compatibili pentru RS232. Standardul din protocolul lui RS232 este o buclă de curent de 20 mA.

În scopul configurării circuitului, este posibil ca bucla de curent să fie folosită ca o intrare și o ieșire comandate în tensiune. În receptor, optoizolatorul transformă cu T1 curentul de intrare într-o tensiune de ieșire. Tensiunea de ieșire este ±12 V. Deoarece bucla de curent este închisă prin V⁺ și V⁻, trebuie ținut cont de polaritate. Dacă se dorește utilizarea unei tensiuni de intrare în locul curentului, intrarea se aplică



între V⁻ și masă.

Tensiunea de intrare în emițător poate varia de la nivele TTL la ±12 V. Semnalul său de ieșire este accesibil fie ca o tensiune, fie ca un curent: în primul caz, între V⁺ și masă, iar în al doilea între V⁺ și V⁻. Consumul de curent în stare de repaus este zero; cu sarcină maximă, acesta crește la 20 mA.

Viteza maximă de bit la care circuitul lucrează corespunzător este 1200 baud, dar poate fi crescută prin utilizarea unui optoizolator mai rapid.

062 *Digitizor cu citire directă*

Computerul la care este cuplat acest digitizor citește un număr format din 3 digiți, care este o reprezentare directă a tensiunii măsurate în milivolți.

Convertorul analogic-numeric este un RCA tip CA3162, care a fost proiectat pentru a fi utilizat într-un voltmetru numeric cu 3 digiți. Domeniul de intrare al circuitului integrat se întinde de la -99 mV la 999 mV: puterea rezultată este, prin urmare, 1098 unități. Cu alte cuvinte, acest convertor oferă o putere care este mai bună decât aceea a unui aparat standard cu 10 biți, la prețul unui aparat de 8 biți.

Informația de 3 digiți de la ieșirea lui 3162 este multiplexată. Datele pot fi, de exemplu, scrise în microcomputer prin șapte linii de intrare PIA (adaptor periferic de interfață). Totuși aceasta înseamnă că este necesar ca limbajul mașină să fie încărcat în RAM ori de câte ori trebuie utilizat convertorul. Circuitul dat utilizează

N1 . . . N4 = IC2 = 74LS132
N5 . . . N16 = IC3,IC4,IC5 = 3 x 74LS266
N17 . . . N20 = IC6 = 74LS08

P1,P2 = multiturn

* vezi textul



ware-ul pentru a înlătura această dificultate. Informaţia de 3 digiţi care este emisă la are 20 ms este încărcată automat în cele trei buffere de 4 biţi: IC8, IC9 şi ½·IC10, ale căror ieşiri sunt conectate direct la magistrala de date. Fiecare dintre aceste buffere are

propria sa adresă. Scriind valoarea convertită în computer, a devenit o simplă formalitate citirea celor trei locații de memorie, care poate fi executată cu PEEK-uri în BASIC.

Adresa decodorului constă din IC3 ... IC5 și IC7. Acest circuit ocupă un bloc de opt adrese dintre care numai primele patru sunt utilizate. Când prima adresă este citită, monostabilul IC11 pornește și, ca urmare, IC1 începe procesul de conversie. Când monostabilul revine în starea sa stabilă, IC1 trece în modul HOLD și tensiunea măsurată poate fi citită.

Între pornirea procesului de conversie și citirea bufferelor este necesar un interval nu mai mic de 50 ms.

Cele opt locații succesive de memorie necesare digitizorului pot fi plasate oriunde în domeniul de memorie, prin intermediul intrărilor în aer ale porților N5 ... N16. Dacă oricare dintre aceste intrări este conectată la +5 V, linia corespunzătoare de adrese devine 1 logic; dacă intrarea este legată la 0 V, linia de adrese trece în stare logic jos.

Presupunând că decodarea a fost fixată la adresa $E300, prima adresă este citită cu PEEK, care pornește conversia.

Se așteaptă 50 ms.

Se scrie informația din adresa $E301, care este cel mai puțin semnificativ bit (LSB), adică digitul din extrema dreaptă a numărului de 3 digiți. Apoi se scrie $E302 și, în sfârșit, $E303. La fiecare dintre aceste transferuri, o acțiune AND trebuie executată cu 00001111 (binar) sau 15 (zecimal), deoarece numai cei patru biți de date cei mai mici sunt importați.

Dacă tensiunea convertită în timpul procesării ulterioare a celor trei digiți scriși este negativă, acest lucru este indicat de informația de la adresa $E303, care este 10.

Depășirea este de asemenea ușor recu-

```
10 A=14*16^3+3*16^2: REM ADDRESS $E300
20 B=PEEK(A) : REM START CONVERSION
30 FOR T=1 TO 15: NEXT: REM DELAY
40 X=PEEK(A+1) AND 15
50 Y=PEEK(A+2) AND 15
60 Z=PEEK(A+3) AND 15
70 S=1
80 IF Z=10 THEN Z=0: S=-S: REM SIGN IS NEGATIV IF Z=10
90 AD=S*(100*Z+10*Y+X)
100 IF X=11 THEN PRINT "  POS.OVERFLOW   "; CHR$(13);: GOTO 130
110 IF X=10 THEN PRINT "  NEG.OVERFLOW   "; CHR$(13);: GOTO 130
120 PRINT "   U=";AD;" mV        "; CHR$(13);
130 GOTO 10
```

noscută: dacă valoarea citită de la adresa $E301 este 11, tensiunea este mai mare de 999 mV; dacă valoarea este 10, este o depășire negativă.

Micul program BASIC dat aici este un exemplu al unei posibile rutine de conversie pentru computerul Junior.

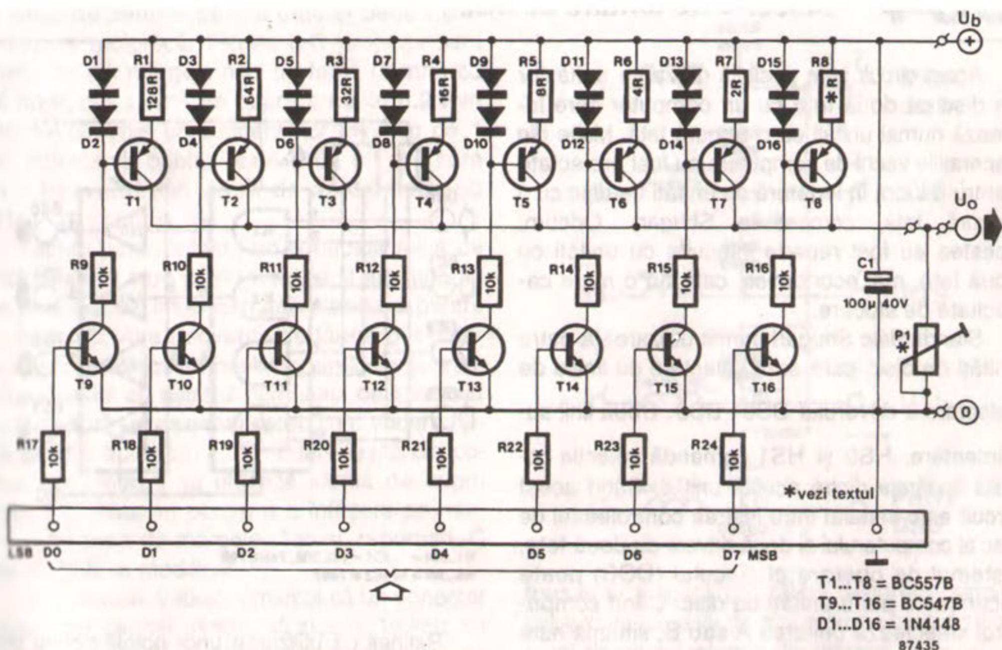
Circuitul, așa cum este dat, poate fi utilizat cu un microprocesor 6502; dacă este necesar să fie utilizat cu un Z80, $\overline{RD}$ trebuie să fie conectat prin inversor la linia R/$\overline{W}$, iar $\overline{IORQ}$ sau $\overline{MREQ}$ este pus printr-un inversor la linia 02. Alegerea între $\overline{IORQ}$ și $\overline{MREQ}$ depinde de faptul dacă digitizorul este localizat în I/O sau în domeniul de memorie.

Trebuie avută grijă ca la construire să se păstreze conexiunile marcate cu un asterisc (0 V și +5 V pentru IC1) cât mai scurte posibil. Aceste linii merg împreună la C3 și C4, de unde este făcută legătura la barele de 0 V și +5 V ale secțiunii digitale a circuitului. Păstrarea scurtă a acestor linii previne interacțiunea posibilă între părțile de circuit analogică și numerică.

Patru intrări ale lui IC10 nu sunt utilizate în acest circuit și, prin urmare, ele pot servi ca patru intrări numerice suplimentare. În timpul citirii adresei $E303 (din exemplu), cei mai semnificativi patru biți de date indică starea acestor patru intrări.

063 DAC cu componente discrete

Schema prezintă un convertor numeric-analogic (DAC) care este ușor de construit din câteva piese ușor procurabile. Intrarea digitală de 8 biți a circuitului este aplicată rezistențelor R17 ÷ R24 inclusiv, fiecare dintre ele comandând o sursă de curent asociată, compusă din două diode conectate în serie, un tranzistor și o rezistență de stabilire a curentului, alimentată de la bara de alimentare pozitivă. Un nivel logic ridicat la intrare are ca rezultat cuplarea



sursei de curent corespunzătoare, un nivel logic scăzut decuplând-o. Suma curenților de la T1 la T8 inclusiv este aranjată să se închidă prin semireglabilul P1, care preia astfel o tensiune U_0 corespunzătoare cu mărimea cuvântului de 8 biți înscris în circuit.

Curentul furnizat de fiecare sursă de curent este circa 700/Rx [mA], unde Rx este valoarea rezistenței corespunzătoare dintre emitor și bara de +V. Pentru a asigura liniaritatea satisfăcătoare a tensiunii de ieșire analogice, rezistențele R1 ÷ R8 inclusiv trebuie dimensionate pentru a obține un raport al curentului de 1:2 între oricare două surse adiacente. În practică, este înțelept ca mai întâi să se aplice circuitului tensiunea logică ridicată la intrarea MSB (bitul cel mai semnificativ), lăsând celelalte intrări în stare jos, și să se măsoare U_0 cu ajutorul unui voltmetru de calitate. Apoi, se trece D6 în stare sus și toate celelalte intrări în stare jos, și se asigură că U_0 scade la jumătate din nivelul obținut anterior, folosindu-se pentru aceasta dimensionarea după necesități a lui R7. Celelalte rezistențe pentru determinarea curentului sunt stabilite în mod similar; valoarea lui R1 ÷ R8 inclusiv care dă nivelul corect pentru U_0 este obținută prin efectuarea unor combinații adecvate de rezistențe de mare stabilitate conectate în serie și/sau paralel. Ca o alternativă, este posibilă utilizarea semireglabilelor multi-tur. Deoarece toate rezistențele R1 ÷ R7 inclusiv trebuie dimensionate începând de la o valoare anumită pentru R8, această rezistență trebuie mai întâi calculată considerând că liniaritatea de ieșire a circuitului este afectată numai dacă:

$$1{,}4\ P1/R8 < |U_b| - 2$$

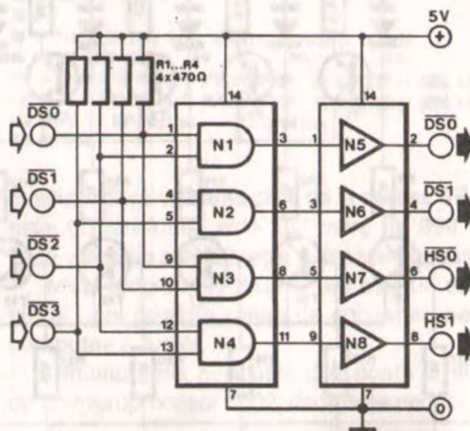
În practică, nivelul maxim realizabil pentru U_0 este aproximativ $\frac{1}{2}U_b - 1$ [V] numai cu MSB în stare sus, și acest nivel trebuie avut în vedere la dimensionarea lui R8 și la fixarea lui P1.

Deși acest DAC de 8 biți ar trebui să fie suficient de precis pentru multe aplicații practice, este posibil, desigur, să se opteze pentru un număr mai mare sau mai mic de surse de curent, cu o creștere sau descreștere corespunzătoare în rezoluția lui U_0.

064 Selector de unitate de disc

Acest circuit face posibilă utilizarea unităților de disc cu două fețe cu un computer care lucrează numai unități cu o singură față. Multe din generațiile vechi de computere au fost proiectate pentru a lucra în legătură cu unități de disc cu o singură față, compatibile Shugart. Oricum, acestea au fost repede înlocuite cu unități cu două fețe, mai economice, care au o mare capacitate de stocare.

Standardele Shugart permit utilizarea a patru unități de disc, care sunt selectate cu liniile de selectare a driverului $\overline{DS0}-\overline{DS3}$. Două linii suplimentare, $\overline{HS0}$ și $\overline{HS1}$ comandă selecția capului fiecăreia dintre aceste unități. Când acest circuit este instalat între ieșirea controlerului de disc al computerului și două drivere cu două fețe, sistemul de operare al discului (DOS) poate recunoaște patru unități de disc. Când computerul selectează unitatea A sau B, situația este similară celei de dinaintea conversiei. Totuși, selectarea unității C sau D are ca rezultat activarea celui de al doilea cap din unitatea corespunzătoare A sau B. În acest fel, capacitatea totală de stocare a unităților cu două fețe este accesibilă chiar în circumstanțe „rudimentare".



Rețineți că utilizarea unor notații pentru unitate ca A - B - C - D sau 0 - 1 - 2 - 3 este specifică pentru tipul computerului sau pentru versiunea DOS. În sfârșit, tabelul 1 dă informații despre combinarea celor patru linii originale $\overline{DS}$ în două linii $\overline{HS}$ și două $\overline{DS}$.

Tabelul 1

drive logic		$\overline{DS3}$	$\overline{DS2}$	$\overline{DS1}$	$\overline{DSØ}$		$\overline{DSØ}$	$\overline{DS1}$	$\overline{HSØ}$	$\overline{HS1}$		drive fizic
A (1)	=	1	1	1	Ø	→	Ø	1	Ø	1	=	A fața Ø
B (2)	=	1	1	Ø	1	→	1	Ø	Ø	1	=	B fața Ø
C (3)	=	1	Ø	1	1	→	Ø	1	1	Ø	=	A fața 1
D (4)	=	Ø	1	1	1	→	1	Ø	1	Ø	=	B fața 1

065 Conector filtrat

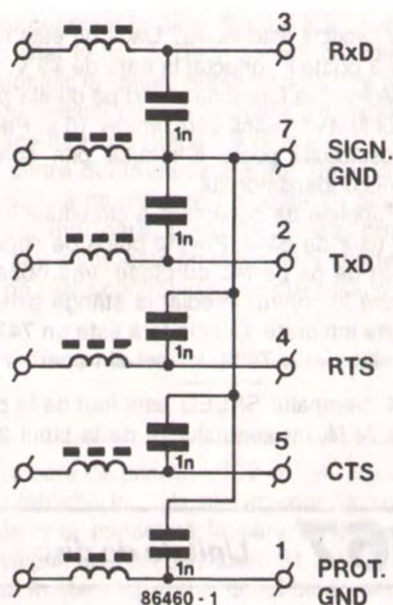
Computerele și perifericele comandate de calculator sunt surse binecunoscute de interferență RF, iar parazitarea receptorului poate apărea la frecvențe mult peste 100 MHz, chiar dacă se spune că un computer funcționează la numai 16 MHz, sau așa ceva. Cauza acestei probleme rezidă în timpul de creștere al impulsului, foarte rapid în timpul comutării, și în semnalele de temporizare interne și/sau externe spre sistemul de computer și perifericele sale, care sunt adesea așezate destul de departe una față de cealaltă (imprimantă, modem, memorie de masă).

Multe dintre interferențele cauzate de cablu-

rile lungi spre periferice pot fi eliminate efectiv complet prin inserarea unor filtre trece-jos simple în liniile de semnal pentru date și pentru sincronizare reciprocă. Filtrele L-C propuse sunt compuse din mărgele mici de ferită (3 mm) cu 10 spire, din sârmă de cupru emailat 0,2 mm (36 SWG), plus un condensator ceramic de 1 nF; inductanța bobinei este circa 80 µH, care dă o frecvență de tăiere de aproximativ 60 kHz (120 kbaud).

Filtrele sunt montate pe o bucată mică de sticlostratitex care poate fi tăiată și aranjată să se potrivească într-o carcasă standard pentru conector D. Alte frecvențe de tăiere pot fi definite prin modificarea bobinelor; inductanța este proporțională cu pătratul numărului de spire, iar constructorii care se mândresc cu o vedere bună (pentru aproape) și o răbdare ieșită din comun pot îndrăzni să utilizeze sârmă de cupru subțire (0,05 mm) pentru a o înfășura pe miezul sub formă de mărgele. Totuși, raportul L-C dat nu trebuie modificat.

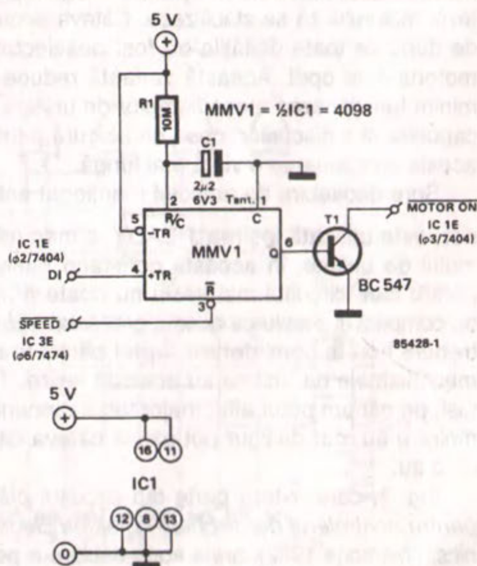
În concluzie, trebuie remarcat că un conector filtrat dimensionat pentru, să zicem, 10 kHz nu trebuie conectat la ieșirea unui computer de frecvență ridicată (20 MHz) deoarece sarcina capacitivă excesiv de mare poate cauza stricăciuni circuitului integrat din driverul de linie.



066 *Unitate pentru centrarea dischetelor*

În mecanismele moderne ale unităților de disc, cum ar fi de exemplu TEAC FD55x, motorul pornește automat când în unitate este introdus un disc. Când capacul este închis, motorul se oprește din nou. Această măsură asigură o centrare mai bună a discului. O centrare mai bună înseamnă mai puțină uzură a orificiului central de fixare, creșterea fiabilității discului și eliminarea erorilor de citire / scriere datorate excentricității discului.

Deținătorii mecanismelor mai vechi pentru unitate, cum ar fi BASF 6106, pot beneficia de această facilitate cu ajutorul circuitului propus aici. Semnalul de la fototranzistorul de protecție a scrisului este utilizat pentru a determina când este introdus un disc (acest semnal este în mod normal blocat, când unitatea este închisă) și pentru a porni motorul pentru perioada totală a monostabilului MMV1. Semnalul $\overline{\text{SPEED}}$ nu este absolut necesar: el oprește direct motorul



când capacul este închis. Dacă nu este utilizat, pinul 3 poate fi conectat la bara de +5 V.

Motorul va funcționa atunci pe durata perioadei lui MMV1, adică aproximativ 10 s. Perioada monostabilului poate fi redusă prin scăderea valorii condensatorului.

Punctele de conectare a circuitului în 6106 sunt ușor de găsit. Privind placa de circuit imprimat de pe partea cu piese, veți observa o tăietură în centru. Imediat la stânga există trei circuite integrate. Cel din față este un 7474, cel din mijloc este 7432, iar cel din spate este un 7404. Semnalul SPEED este luat de la pinul 6 al lui 7474, iar semnalul DI de la pinul 2 al lui 7404. Semnalul MOTOR ON este aplicat la pinul 3 al lui 7404. Deoarece toate conexiunile existente rămân, firele de legătură ale circuitului auxiliar pot fi lipite direct la soclurile corespunzătoare ale circuitelor integrate. În același mod, este posibil să se obțină tensiunea de alimentare de la circuitul auxiliar: de exemplu, +5 V de la pinul 14 al lui 7404 și 0 V de la pinul 7 al acestui circuit integrat.

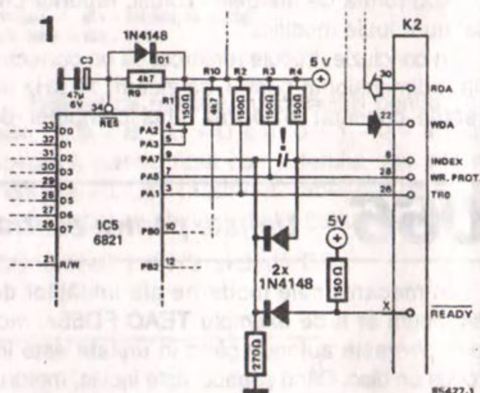
Este important de reținut că există două tipuri de plăci de circuite imprimate utilizate în unitățile 6106: circuitele integrate și rolul lor sunt aceleași în ambele versiuni, dar construcția poate apărea diferită.

067 Unitate de disc

Aceasta este o versiune mult simplificată a circuitului publicat în aprilie 1984 în revista *Elektor Electronics*, dar, din păcate, nu poate fi utilizată cu toate tipurile de motoare ale unităților de disc.

Mai întâi, o recapitulare a funcționării. Motoarele unităților sunt pornite când una dintre unități este accesată de semnalul DISK SELECT. Există o întârziere de câteva impulsuri de indexare înaintea accesării corecte, pentru a da timp vitezei motorului să se stabilizeze. Câteva secunde după ce toate unitățile au fost deselectate, motorul este oprit. Această variantă reduce la minim funcționarea mecanismelor de unitate, a capurilor și a discurilor, ceea ce asigură pentru aceste componente o viață mai lungă.

Spre deosebire de articolul menționat anterior, este utilizată ieșirea READY a mecanismului de unitate, în aceasta constând motivul pentru care circuitul mai vechi nu poate fi atât de compact și simplu ca acesta prezentat acum: trebuie luat în considerare faptul că nu toate mecanismele de unitate au această ieșire. Totuși, pe cât am putut afla, majoritatea mecanismelor o au, dar desigur pot exista câteva care nu o au.



2
K2
MOTOR ON
BC517
Ø8 IC2
5k6
1M
1N4148
Tant.
2µ2
6V3
85427-2

Fig. 1, care este o parte din circuitul *plăcii pentru controlerul de dischete (Elektor Electronics*, noiembrie 1983), arată noua cablare a portului A7. Acel x la conectorul PL2 reprezintă pinul 3 al mecanismului de unitate tip FD-55x, și pinul 6 de la cel al tipului BASF 6106. Deoa-

rece această ultimă intrare corespunde lui Disk Select 4, la acest circuit pot fi conectate cel mult trei unități BASF 6106.

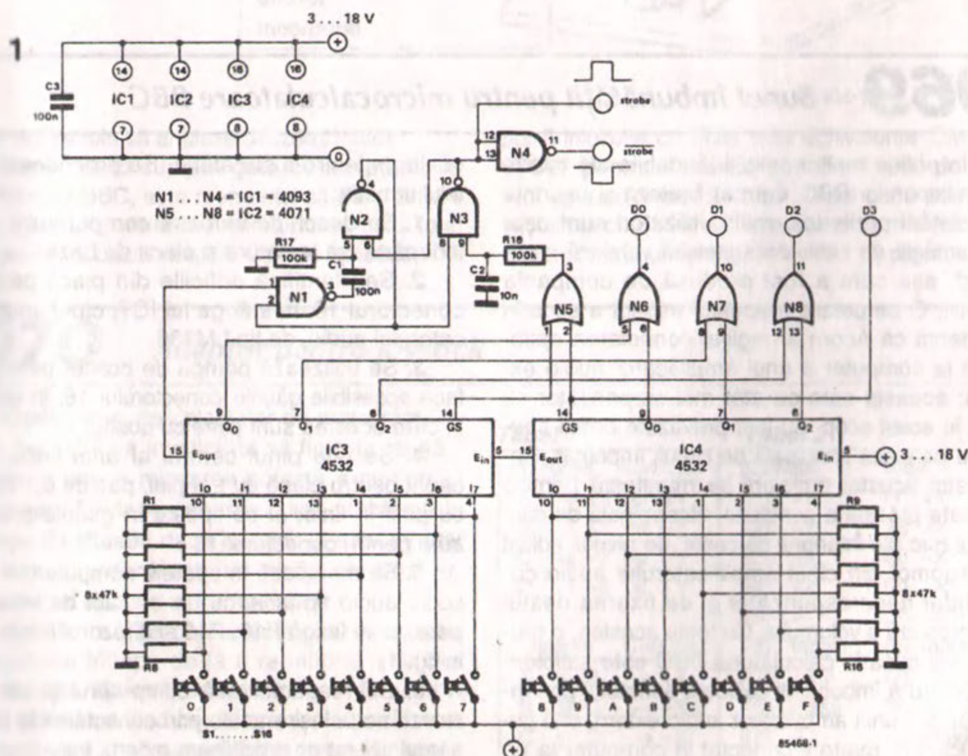
Este o precauție înțeleaptă să se întrerupă legătura între pinul 10 al porții N25 și pinul 6 al lui PL2, dar nu este strict necesar. Atâta timp cât nu selectați unitatea 4 (în Ohio DOS, unitatea D), nu se poate strica nimic.

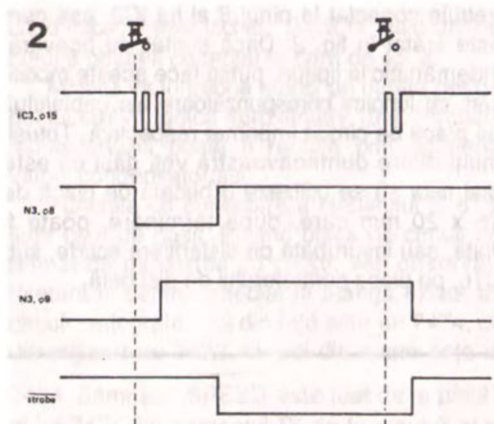
Conexiunea care trebuie întreruptă este cea între pinul 16 al lui PL2 și masă. În loc, pinul 16 trebuie conectat la pinul 8 al lui IC2, așa cum este arătat în fig. 2. Dacă sunteți cu adevărat îndemânatic la lipituri, puteți face aceste modificări, cu lungimi corespunzătoare ale cablajului, pe placa de circuit imprimat respectivă. Totuși, mulți dintre dumneavoastră veți găsi că este mai ușor să se utilizeze o bucată de placă de 15 x 20 mm care, după terminare, poate fi lipită, sau înșurubată pe distanțiere scurte, sub C16, pe placa controlerului de dischetă.

068 *Tastatură hexazecimală*

Există diferite căi de realizare a unei tastaturi hexazecimale. În mod normal, aceasta se bazează pe un număr de contacte de taste într-o matrice, dar aici este utilizată o metodă mult mai simplă: 16 contacte de taste (0 ... F) care sunt legate la bara de alimentare pozitivă. Astfel de tastaturi sunt accesibile în comerț.

Conversia codului este rezolvată de două codificatoare de prioritate, IC3 și IC4. Dacă una dintre intrările I_0 ... I_7 ale acestor circuite integrate este conectată la bara de alimentare pozitivă prin unul din contactele S1 ... S16, adică trecută în stare logic sus, codul binar respectiv apare la ieșirea asociată, Q0 ... Q2, unde Q0 este cel mai puțin semnificativ bit (LSB). Deoarece codoarele sunt în cascadă, există în total





16 intrări.

Ieșirile corespunzătoare ale codificatoarelor sunt combinate în porțile SAU, N6 ... N8, pentru a forma cei mai mici trei biți de ieșire D0 ... D2. Al patrulea bit de date este luat de la ieșirea GS (selecție grup) a lui IC4. Această ieșire este logic sus când unul dintre contactele tastaturii S9 ... S16 (8 ... F) este închis.

Deoarece ieșirile GS ale celor două circuite integrate sunt combinate în poarta SAU N5, D3 este activ sus când este apăsată o tastă. Semnalul la pinul 9 al lui N3 este întârziat de R18-C2. În același timp, semnalul la pinul 15 al lui IC3 basculează monostabilul N1-N2. În timpul perioadei de circa 10 ms a impulsului, pinul 8 al lui N3 este logic jos, astfel încât, independent de semnalul întârziat la pinul 9, ieșirea lui N3 rămâne logic sus. Dacă pinul 9 al lui N3 este încă sus când impulsul începe să scadă, ieșirea lui N3 trece în stare jos și rămâne astfel până ce pinul 9 devine iarăși 0 logic. În tot acest timp, pinul 6 al lui N2 rămâne în stare jos, astfel că monostabilul nu poate fi basculat din greșeală. Diagrama de timp din fig. 2 clarifică funcționarea ulterioară care constă într-un impuls strobe sau strobe.

Dacă sunt apăsate mai multe taste, în loc de una singură, este selectată cea mai înaltă, așa cum este de așteptat la un codificator de prioritate! Circuitul necesită o alimentare de 3 ... 18 V; consumul de curent nu este mai mare de 10 mA.

069 Sunet îmbunătățit pentru microcalculatoare BBC

În pofida multor calități lăudabile ale microcalculatoarelor BBC, cum ar fi viteza și ușurința interfațării periferice, mulți utilizatori sunt ușor dezamăgiți de calitatea sunetului versiunii standard, așa cum a fost produsă de compania Acorn. O cercetare a acestui aspect a scos în evidență că Acorn a neglijat conectarea opțională la computer a unui amplificator audio extern; aceasta este cu atât mai surprinzător cu cât, în acest scop, au fost prevăzute orificii speciale pe placa principală de circuit imprimat. Rezultatul acestei omisiuni se manifestă printr-o calitate proastă a sunetului, determinată de difuzorul mic din interiorul carcasei, de nivelul ridicat de zgomot din cipul amplificatorului audio comandat necorespunzător și de fixarea destul de grosieră a volumului. Cu toate acestea, o modificare mică în calculatorul BBC este suficientă pentru a îmbunătăți calitatea sunetului prin intermediul unui amplificator audio extern, mai puternic, care poate fi conectat în computer la un soclu de ieșire a sunetului. Se procedează în felul următor:

1. Se deschide carcasa computerului, se îndepărtează tastatura și placa de bază.

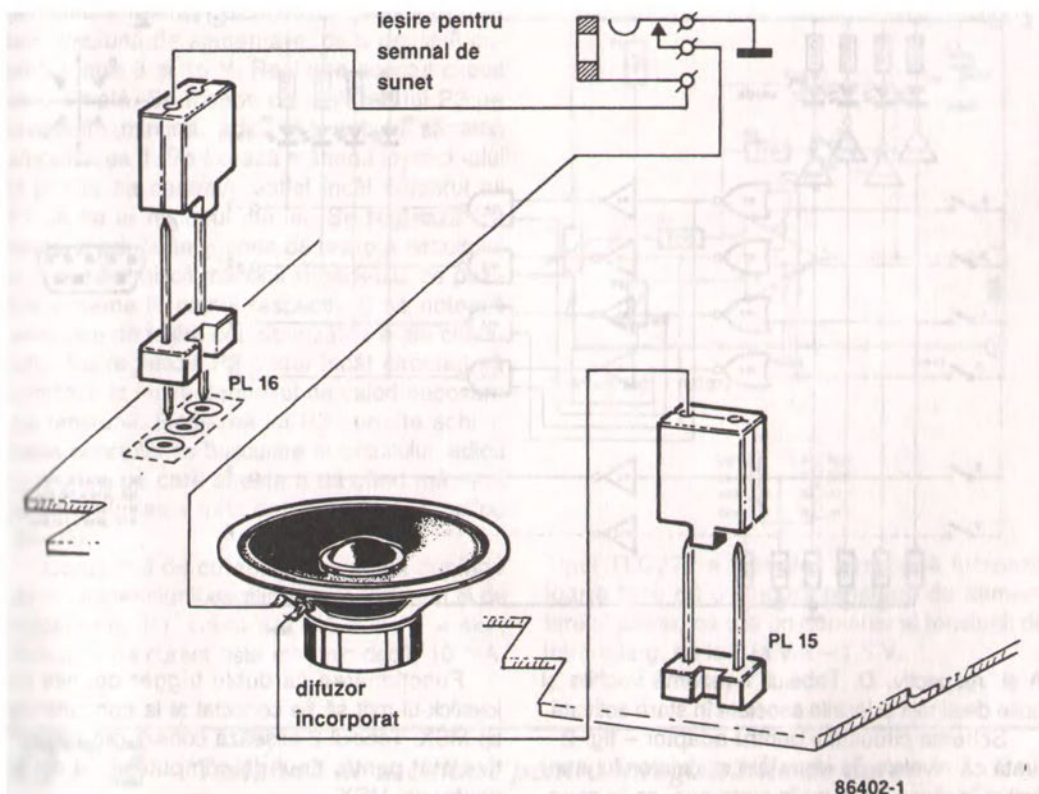
2. Se identifică orificiile din placă pentru conectorul 16, la stânga lui IC7, cipul amplificatorului audio, de tip LM386.

3. Se utilizează pompa de cositor pentru a face accesibile găurile conectorului 16, în cazul în care acestea sunt pline cu cositor.

4. Se taie pinul central al unui soclu de capăt pentru placă cu trei pini, pas de 0,1 inch, cu pinii în linie, și se lipește în găurile prevăzute pentru conectorul 16.

5. Se montează în spatele computerului un soclu audio tip jack, cu un contact de întrerupere, și se leagă P16, P15 și difuzorul intern ca în fig. 1.

6. Se reasamblează computerul și se testează noua ieșire audio prin conectarea la jack a unui aparat de amplificare extern. Introducerea



jack-ului trebuie să anuleze difuzorul intern.

Acum, când suntem gata cu adaptările la computerul BBC, este momentul să dăm câteva indicații referitoare la reducerea consumului total de putere al calculatorului. Cipurile tip 6522 VIA pot fi înlocuite cu noile sale echivalente CMOS 65C22 pentru a reduce consumul total de curent cu aproximativ 240 mA. Cipul 6850 poate fi înlocuit și cu 6350, dar aceasta este mai riscant, deoarece primul cip este lipit direct pe placă.

070 *Adaptor pentru joystick*

Unele jocuri de calculator cu mare răspândire necesită ca joystick-ul să fie rotit cu 45° pentru a obține mișcarea corectă a cursorului pe ecran. Evident, aceasta ridică probleme în funcție de situația dacă joystick-ul este montat pe birou sau dacă este un model construit ergonomic și adaptat la forma mâinii.

Rezolvarea pe cale electronică a acestor neajunsuri începe de la o redefinire a axelor joystick-ului, așa cum este dat în fig. 2. Direcția A este definită ca fiind cea dintre axele pozitive X și Y, direcția D ca aceea dintre axele X negativ și Y pozitiv. Direcțiile C și B sunt contrare lui

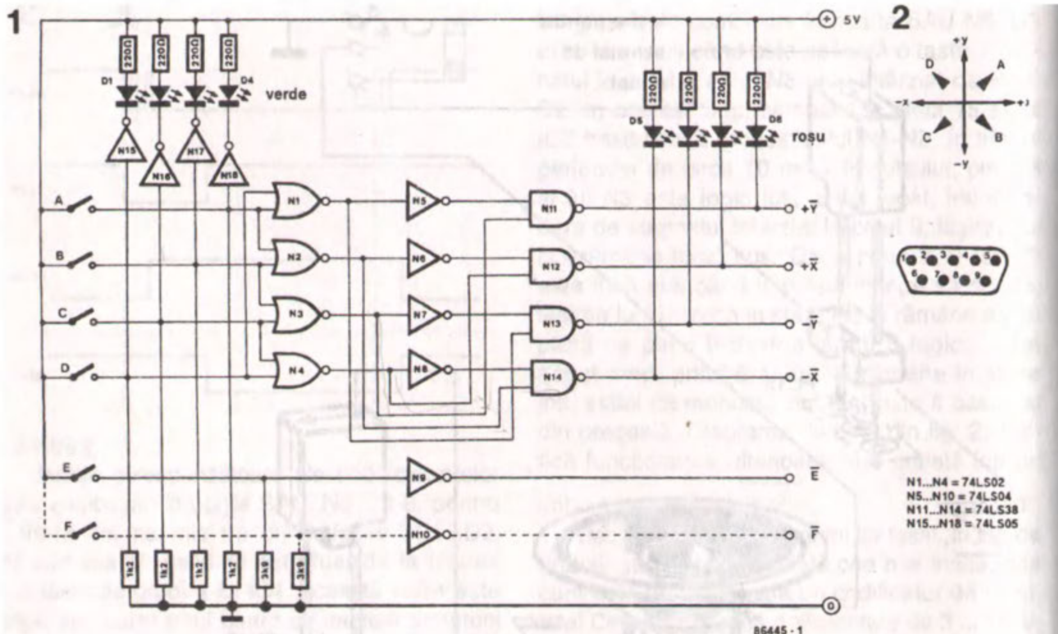
Tabel 1

Direcție	Contact
A	→ +X și +Y
B	→ +X și −Y
C	→ −X și −Y
D	→ −X și +Y

Direcție	Contact
A și B	→ +X
B și C	→ −Y
C și D	→ −X
D și A	→ +Y

Tabel 2

CBM64	MSX
(1) +Y	(1) +Y
(2) −Y	(2) −Y
(3) −X	(3) −X
(4) +X	(4) +X
(5) –	(5) +5 V
(6) trigger	(6) trigger 1
(7) +5 V	(7) trigger 2
(8) masă	(8) ieșire
(9) –	(9) masă



A şi, respectiv, D. Tabelul 1 rezumă vechile şi noile destinaţii şi ieşirile asociate în stare activată.

Schema circuitului pentru adaptor – fig. 2 – arată că nivelele de ieşire ale calculatorului sunt active în stare jos şi nu în stare sus, ca în conexiunea nemodificată a joystick-ului; aceasta necesită utilizarea porţilor inversoare între adaptor şi intrarea calculatorului. Inversorul hexa tip 74LS04 poate fi utilizat în acest scop, iar funcţia (funcţiile) de basculare (aprindere) pot fi de asemenea inversate în acelaşi moment, deoarece acest circuit integrat conţine şase inversoare.

Funcţionarea ca dublu trigger permite ca joystick-ul rotit să fie conectat şi la computerele tip MSX. Tabelul 2 afişează conexiunile respective atât pentru tipul de computer C64 cât şi pentru cel MSX.

Semnalele de intrare şi de ieşire ale adaptorului pot fi vizualizate cu LED-uri verzi şi roşii, indicând clar rotirea cu 45° a semnalului electronic. Când joystick-ul este mişcat în direcţia A, de exemplu, LED-ul de intrare *+Y* luminează, precum şi LED-urile de ieşire *+Y* şi *+X*. Consumul de curent al circuitului adaptor este de aproximativ 75 mA.

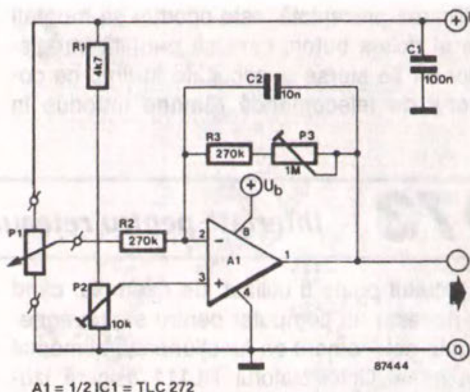
071 *Adaptor de nivel pentru joystick analogic*

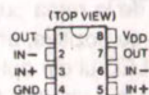
Un joystick analogic conţine în mod obişnuit două potenţiometre, ale căror cursoare sunt comandate de la maneta centrală de pe aparat. Din păcate, unghiul acoperit de manetă este în general numai de aproximativ 90°, în timp ce axul şi cursorul potenţiometrului pot fi rotite peste 270°. Domeniul de tensiune asigurat de un potenţiometru dintr-un joystick este deci relativ mic. Două dintre circuitele descrise aici fac posibilă mărirea domeniului de tensiune de ieşire pentru ambele potenţiometre din joystick. Circuitul este deja dublat datorită utilizării amplificatorului operaţional dublu CMOS, de tip TLC272.

Fiecare dintre cele două tensiuni de pe cursorul joystick-ului este prelucrată separat, ceea ce permite obţinerea unor efecte interesante. Amplificarea circuitului este determinată cu P3. Acest semireglabil permite lărgirea „domeniului" potenţiometrelor după cerinţe particulare. Semireglabilul P2 foloseşte la deplasarea

domeniului operativ al potențiometrului în limitele tensiunii de alimentare, care poate fi cuprinsă între 3 și 16 V. Reglarea acestui circuit este simplă. Se începe cu reglarea lui P3 pe rezistența minimă, adică A1 trebuie să aibă amplificarea 1. Se fixează mânerul joystick-ului în poziția sa centrală, astfel încât cursorul lui P1 să fie la mijlocul cursei. Se reglează P2 pentru a aduce tensiunea de ieșire a circuitului la ½Vdd. Se mișcă mânerul joystick-ului pe pozițiile extreme în planul respectiv și se notează tensiunile de ieșire corespunzătoare ale circuitului. Se reglează P3 astfel încât circuitul să furnizeze la ieșire domeniul de valori necesare ale tensiunii. Reglarea lui P2 permite schimbarea punctului de basculare al circuitului, adică tensiunea pe care acesta o dă când mânerul joystick-ului este fixat pe poziția sa de mijloc (pauză).

Consumul de curent al circuitului depinde de nivelul tensiunii de alimentare, precum și de valoarea lui P1. Când Vdd = 5 V și P1 = 4k7, consumul de curent este mai mic decât 10 mA.





Tipul TLC272 a fost ales pentru că lucrează foarte bine cu o singură tensiune de alimentare și pentru că are un domeniu al tensiunii de intrare larg, de la 0 la Vdd − 1,5 V.

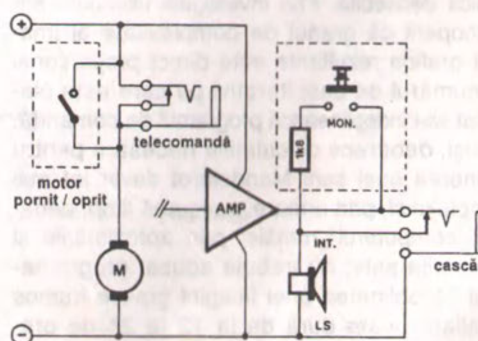
072 Tastatură de ascultare pentru înregistrările de date

Argumentele pro și contra utilizării înregistrărilor de date (casete) pentru stocarea memoriei de masă într-un sistem de calculator sunt atât de cunoscute încât orice altă discuție, cum ar fi cea despre eficiența prețului relativ al înregistrării pe casetă, ar părea superfluă.

Totuși, există un dezavantaj distinct al înregistrării datelor, care este relativ ușor de depășit, și anume, grija pe care o încearcă mulți utilizatori la poziționarea benzii pe nota principală a programului dorit sau a fișierului ce trebuie încărcat în calculator. Multe înregistrări de date, chiar dacă oferă cea mai mare siguranță posibilă și viteză de încărcare, sfârșesc prin a produce sunet pe bandă când cablul audio al computerului este introdus în soclul căștii, obligând utilizatorul să introducă și să scoată acest cablu, într-o încercare disperată de căutare a programului.

Soluția acestei situații neplăcute constă într-o combinație simplă între o rezistență și un buton cu apăsare care sunt introduse în casetofon. Schema circuitului arată metoda conectării acestor componente; apăsând butonul, cu conectorul căștii introdus în soclu, utilizatorul va putea să asculte datele înregistrate când casetofonul merge. Valoarea rezistenței poate fi adaptată pentru a se potrivi cu puterea specifică de ieșire a casetofonului, astfel încât să se obțină de la computer nivelul optim de redare.

Acum, când ați deschis casetofonul pentru

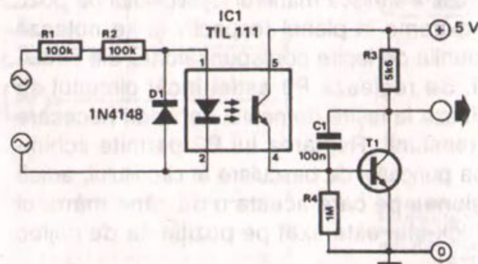


modificarea prezentată, este oportun să montați și un al doilea buton, care să permită înregistrărilor să fie șterse și ascultate în timp ce conectorul de telecomandă rămâne introdus în soclul corespunzător; această modificare simplă poate prezenta un interes deosebit și pentru îmbunătățirea eficienței în ordonarea fișierelor pe bandă.

073 *Interfață pentru rețeaua de alimentare*

Circuitul poate fi utilizat, de exemplu, când este necesar un computer pentru supravegherea unui echipament ce funcționează alimentat de la rețea. Optoizolatorul TIL111 asigură izolarea completă între rețea și computer.

Cu alimentarea de la rețea cuplată, în timpul fiecărei semialternanțe pozitive, un curent de circa 1 mA trece prin LED-ul din optoizolator. Tranzistorul asociat trece în conducție și curentul său de colector de aproximativ 100 µA este suficient pentru a-l comanda pe T1. Rețineți, totuși, că acesta este un curent pulsatoriu: condensatorul C1 asigură conducția continuă a lui T1 atâta timp cât rețeaua este cuplată. Dacă la colectorul lui T1 este necesară o undă dreptunghiulară de 50 Hz, C1 trebuie, desigur, să fie eliminat.



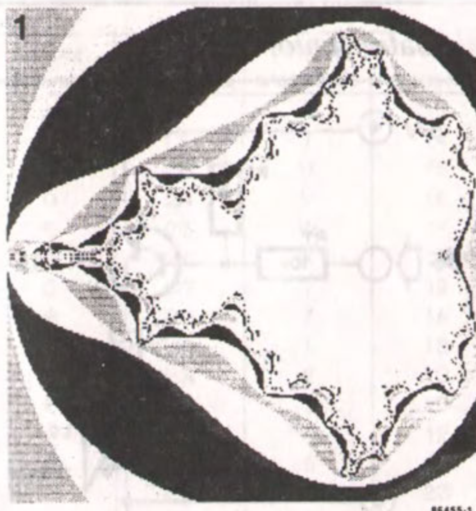
Cele două rezistențe de 100 k în serie cu LED-ul nu trebuie înlocuite cu o singură rezistență de 220 k, deoarece căderea de tensiune maximă permisă la bornele unei rezistențe standard de ¼W nu trebuie să depășească 150 V_{ef}.

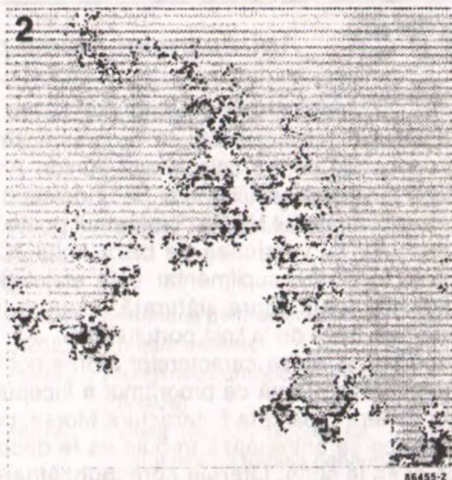
074 *Grafice Mandelbrot*

Implementarea bazată pe computer a anumitor tipuri iterative de calcul poate oferi pe ecran reprezentări grafice atractive, căci vom afla cum se tastează un program pentru a „ronțăi" câteva numere din seriile Mandelbrot și că, făcând astfel cu suportul facilităților grafice al computerului ne lansăm într-o aventură grafică deosebită. Prin investigații ulterioare s-a descoperit că gradul de complexitate al imaginii grafice rezultante este direct proporțional cu numărul de pași iterativi pe care este planificat să-i îndeplinească programul de comandă. Totuși, deoarece calculațiile necesare pentru obținerea unei serii Mandelbrot devin tot mai complexe și, prin urmare, consumă timp, deoarece computerul „ronțăie" prin aproximările și evaluările sale, nu trebuie acuzat programatorul că obținerea unei imagini grafice frumos detaliate poate dura de la 12 la 24 de ore, chiar cu cele mai rapide tipuri de computere personale sau semi-profesionale, cum ar fi BBC echipat cu un al doilea procesor.

Seriile Mandelbrot de numere sunt în principiu obținute prin utilizarea numerelor complexe, într-un calcul care converge mai degrabă decât diverge către rezultatele intermediare conforme ecuației $Z = Z^2 + C$, unde C este constanta numărului complex ce are partea reală între –2 și 1, iar partea imaginară se situează între –1,5*i* și 1,5*i*; Z este rezultatul calculului precedent.

Deplasarea printr-o secțiune a seriilor este posibilă prin atribuirea atât părții reale cât și celei imaginare a lui C a valorilor de pornire și / sau frecvenței pașilor diferit dimensionate. Merge fără a spune că timpul de calcul și rezoluția imaginii cresc cu numărul iterațiilor utilizate pentru obținerea rezultatelor în concordanță cu cerințele prestabilite; calculațiile pot fi oprite când rezultatul este mai mare ca 2. Culoarea atribuită fiecărui pixel de pe ecran depinde de





numărul pașilor iterativi necesari satisfacerii ecuației Mandelbrot; dacă nu este cazul, bucla de iterație este terminată forțat.

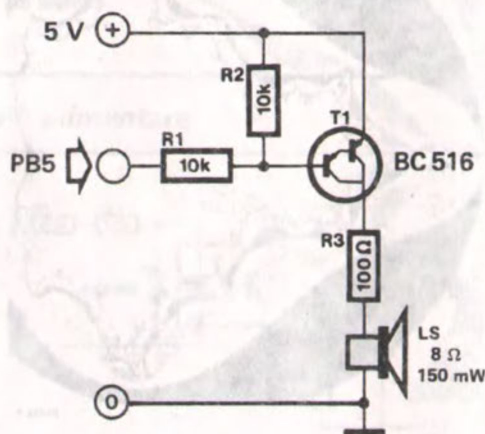
Programul dat în listingul 1 a fost scris pentru computerul Electron sau BBC și programat pentru 15 pași iterativi; golirea ecranului din fig. 1 arată rezultatul. Figura 2 ilustrează cum o secțiune prin imaginea grafică este mărită prin intermediul redefinirii variabilelor ecuației, așa cum s-a subliniat anterior. Evident, programul propus permite un început bun pentru corectarea și experimentarea mai departe, în scopul obținerii unor desene grafice chiar mai atractive, dar trebuie subliniat că producerea fig. 2 i-a luat BBC-ului nostru nu mai puțin decât... 2 zile!

Listing 1.

```
10 REM MANDELBROT
20 MODE 1
30 REM MAXIMUM X AND Y PICTURE COORDINATES
40 MAX%=200:REM MAX%<700
50 VDU23,1,0;0;0;0;:REM CURSOR OFF
60 VDU19,2,2,0,0,0: REM GREEN FOR YELLOW
70 REM DEFINE DISPLAY WINDOW AT CENTRE OF SCREEN
80 VDU24,640-MAX%/2;512-MAX%/2;640+MAX%/2;512+MAX%/2;
90 VDU29,640-MAX%/2;512-MAX%/2;
100 REM DEFINE TEXT DISPLAY AT BOTTOM OF SCREEN
110 VDU28,0,31,39,28
120 REM DEFINE ANGLE AT BOTTOM LEFT. ANGLE=AngleR+AngleIi
130 AngleR=-2: AngleI=-1.25
140 REM LENGTH OF SIDE IN COMPLEX SURFACE
150 Side=2.5
160 REM DISTANCE BETWEEN TWO POINTS IN COMPLEX SURFACE
170 Distance=Side/MAX%
180 T=TIME
190 REM CALCULATION
200 FOR Y%=0 TO MAX% STEP 4
210      FOR X%=0 TO MAX% STEP 4
220           REM C=CR+CIi
230            CR=X%*Distance+AngleR: CI=Y%*Distance+AngleI
240            REM Z=ZR+ZIi. Start value for Z equals C
250            ZR=CR: ZI=CI
260            Iteration%=0
270            REM Z=Z^2+C where Z^2=ZR^2-ZI^2+(2*ZR*ZI)i
280            REPEAT
290                A=ZR^2: B=ZI^2: Length=SQR(A+B): ZI=2*ZR*ZI+CI: ZR=A-B+CR
300                Iteration%=Iteration%+1
310              UNTIL Length>2 OR Iteration%>15
320            GCOL0, Iteration%MOD4
330            PLOT69,X%,Y%
340          NEXT
350        CLS
360        PRINT"TIME"(TIME-T)/100"  S"
370      NEXT
```

075 *Antrenament Morse pe calculator Junior*

Aici este încă un mic program care poate fi adăugat unei mari cantități de programe soft deja accesibile pentru calculatorul Junior. Are ca scop învățarea ascultătorilor de unde scurte să citească alfabetul Morse. Programul poate fi utilizat chiar cu versiunea de bază al lui JC. Singurul hardware suplimentar este etajul de amplificare dat în figura alăturată. Intrarea în acesta este luată de la linia portului PB5.



Numărul și viteza caracterelor Morse pot fi predeterminate. După ce programul a început, JC va genera 1 până la 6 caractere Morse, pe care cel ce se antrenează trebuie să le decodifice și să le scrie. Literele corespunzătoare caracterelor generate apar pe afișaj după o scurtă întârziere, astfel încât persoana își poate verifica decodarea cu textul real. În timpul acestei etape, computerul este în așteptare până când este apăsată o tastă arbitrară, alta decât ST și RST. Memoria hexazecimală goală dată este suficientă pentru a scrie programul în JC. Odată ce acest lucru a fost făcut, puteți pregăti startul, dar programul necesită următoarele informații, înainte de a putea rula:

- în adresa 0010 scrie datele 00 ... 05;
- în adresa 0011 scrie datele 01 ... 55 (max);
- în adresa 0014 scrie datele din tabelul 1 pentru ca primul caracter generat să fie minus 1;
- în adresa 0015 scrie datele din tabelul 1 pentru ca ultimul caracter să fie generat.

Acum, programul poate rula; el pornește cu adresa 0020 când este apăsată tasta GO. Exemplu de programare: JC trebuie să genereze caracterele Morse pentru literele de la B la G. Înainte de a porni, trebuie scrise următoarele informații:

- în adresa 0010 - datele 05
- în adresa 0011 - datele 55
- în adresa 0014 - datele 02
- în adresa 0015 - datele 07

Imediat ce aceste date au fost scrise, programul pornește când este apăsată tasta GO.

	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	A	B	C	D	E	F
0200:	A9	FF	8D	83	1A	8D	81	1A	85	01	85	02	85	03	85	04
0210:	85	05	18	A5	11	65	11	65	11	85	12	A5	10	AA	20	A8
0220:	02	A8	B9	CB	02	95	00	B9	EF	02	85	21	29	07	85	20
0230:	06	21	B0	07	A5	11	85	13	4C	3F	02	A5	12	85	13	20
0240:	8D	02	C6	20	D0	EA	A5	12	85	13	C6	40	D0	FC	C6	13
0250:	D0	F8	CA	10	C9	20	6F	02	20	AC	1D	F0	F8	20	6F	02
0260:	20	AC	1D	F0	F0	20	6F	02	C6	40	D0	F9	4C	00	02	8A
0270:	48	A9	FF	8D	81	1A	8D	83	1A	A2	08	A5	04	20	E3	1D
0280:	CE	7C	02	10	F6	A9	05	8D	7C	02	68	AA	60	A9	FF	8D
0290:	83	1A	EE	82	1A	D0	FB	C6	13	D0	F7	A5	11	85	13	C6
02A0:	40	D0	FC	C6	13	D0	F8	60	8A	48	38	A5	E9	65	EC	65
02B0:	ED	85	E8	A2	04	B5	E8	95	E9	CA	10	F9	C5	15	B0	EA
02C0:	C5	14	30	E6	85	30	68	AA	A5	30	60	08	03	27	21	06
02D0:	0E	42	09	7A	72	0A	47	48	2B	23	0C	18	2F	52	07	63
02E0:	41	01	36	11	64	79	24	30	19	12	02	78	00	10	40	42
02F0:	84	A4	83	01	24	C3	04	02	74	A3	44	C2	82	E3	64	D4
0300:	43	03	81	23	14	63	94	B4	C4	7D	3D	1D	0D	05	85	C5
0310:	85	F5	FD													

Tabel 1

caracter alfanumeric	cod hexazecimal	caracter alfanumeric	cod hexazecimal
A	Ø1	S	13
B	Ø2	T	14
C	Ø3	U	15
D	Ø4	V	16
E	Ø5	W	17
F	Ø6	X	18
G	Ø7	Y	19
H	Ø8	Z	1A
I	Ø9	1	1B
J	ØA	2	1C
K	ØB	3	1D
L	ØC	4	1E
M	ØD	5	1F
N	ØE	6	2Ø
O	ØF	7	21
P	1Ø	8	22
Q	11	9	23
R	12	0	24

Tabel 2

adresa	funcția
Ø26F	rutină pentru afișare alfanumerică
Ø28D	rutină de generare a tonului
Ø2A8	rutină pentru generare numere aleatoare
Ø2CB	tabelul codului de afișaj
Ø2EF	tabelul codului Morse
ØØØØ la ØØØ5	memorie pentru ecran
ØØ1Ø	număr de litere
ØØ11	lungimea punctelor și liniilor (viteză)
ØØ14	limita minimă a blocului de caractere ce trebuie generate
ØØ15	limita maximă a blocului de caractere ce trebuie generate

Datele hexazecimale pentru literele alfabetului și pentru numerele 0 ... 9 sunt prezentate în tabelul 1. Cele mai importante adrese sunt date în tabelul 2.

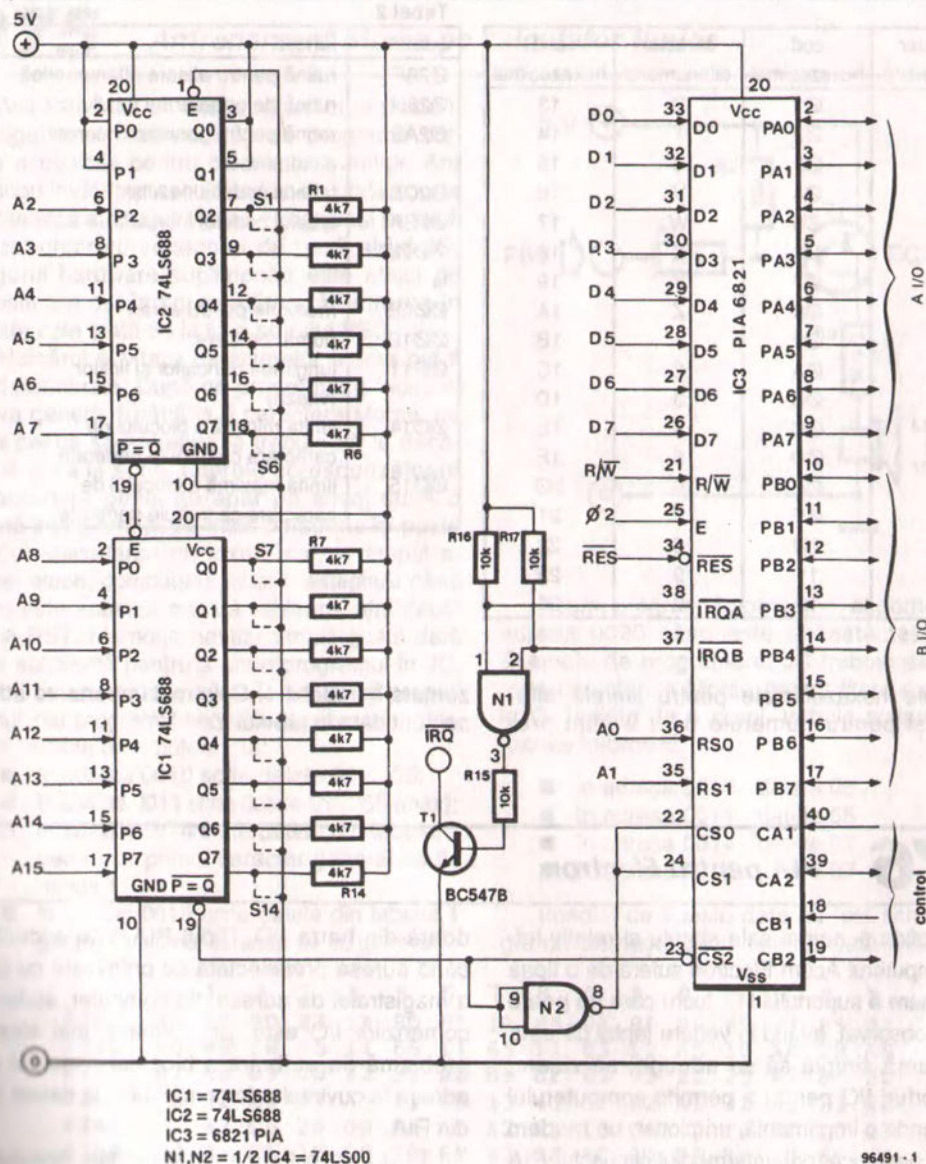
076 *PIA pentru Electron*

În pofida schemei sale simple și relativ ieftine, computerul Acorn Electron suferă de o lipsă supărătoare a suportului I/O, lucru care nu poate trece neobservat, având în vedere faptul că este o problemă simplă să se adauge, să zicem, două porturi I/O pentru a permite computerului să comande o imprimantă, un plotter, un modem sau alte periferice, prin intermediul circuitului PIA propus (adaptor interfață de periferic).

Schema circuitului extensiei bazate pe PIA arată că decodarea adreselor pe toți cei 64 de kiloocteți se face prin intermediul a două comparatoare de 8 biți, de tip 74LS688. Selectarea adresei este manuală, cu ajutorul comutatoarelor S1 ... S14, care asigură un nivel logic jos când sunt închise; observați aceasta când transcrieți unu și zero pentru a ajunge la adresa dorită din harta I/O. Cipul PIA este accesibil când adresa preselectată se potrivește cu cea a magistralei de adrese din computer; scrierea comenzilor I/O este, prin urmare, mai ales o problemă de atribuire a blocului principal de adrese la cuvintele de comandă și la datele I/O din PIA.

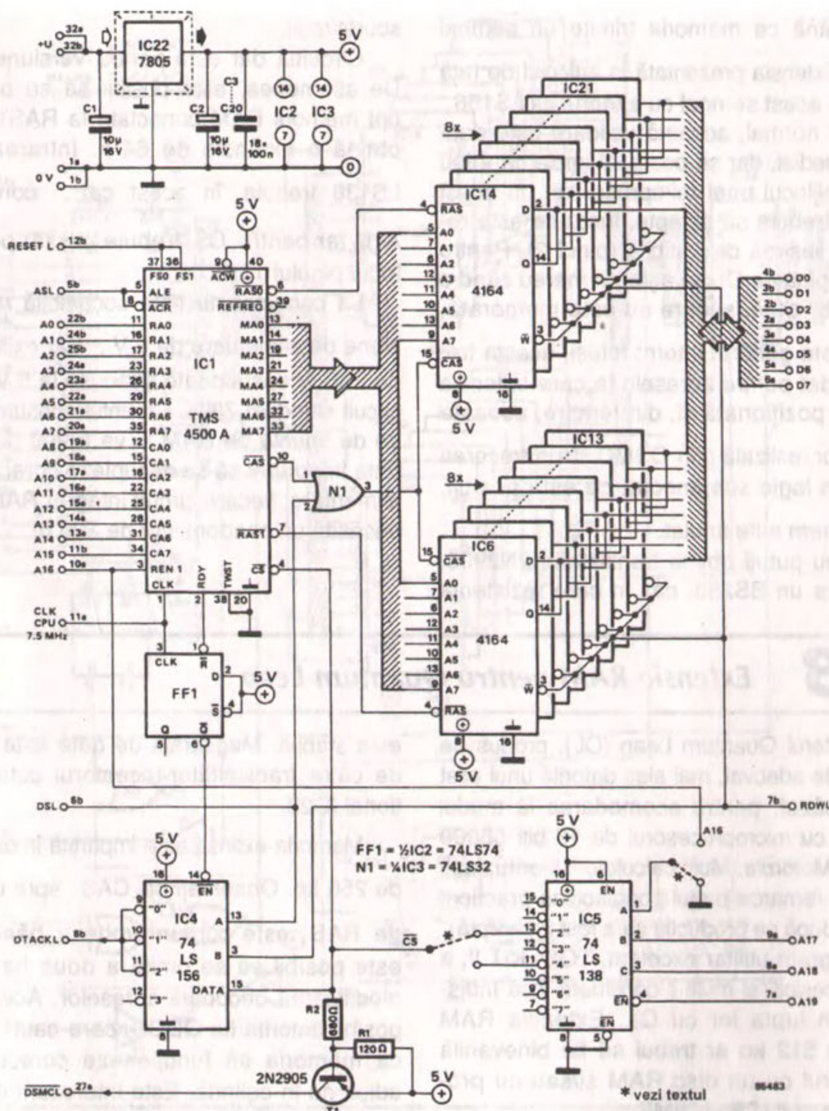
T1 a fost inclus pentru a permite circuitului PIA să genereze și să urmărească impulsurile de cerere de întrerupere, prin intermediul configurației cablate SAU, pentru această linie de comandă.

În cazul în care se dorește comutarea cu ieșirile PIA a unor sarcini mai mari decât sunt permise normal, se recomandă folosirea driverelor de putere / inversoare, cum sunt cele din seriile ULN2000.



077 Extensie QL pentru RAM

QL, produs de Sinclair, are un RAM standard de 128 k, care poate părea enorm în comparație cu majoritatea aparatelor de 64 ko. Din păcate, autorii de software, știind că este mai mult decât suficientă memorie, s-au lăsat furați de munca lor, astfel încât, la sfârșitul zilei, în QL nu este mult mai mult ca într-un aparat de 64 ko. Astfel, aveți nevoie de mai multă memorie...



Circuitul dat este o aplicație a lui TMS4500A ...ie o extensie RAM pentru 68008. Acest cip ...ate comanda un RAM dinamic de maximum 128 k și asigură, virtual, orice: multiplexarea ...nilor de adresă, RAS, CAS și REFRESH.

Circuitele integrate cu memorie sunt de 64 k x 1 (128 sau 256 reîmprospătare sunt ambele permise) și au o viteză mai bună de 150 ns. Deoarece QL utilizează o frecvență de tact de 7,5 MHz, un astfel de RAM poate funcționa fără cicluri de așteptare. Un CPU de 8 MHz care, în mod obișnuit, trebuie să execute un ciclu de așteptare este cu mult mai lent decât tipul de 7,5 MHz!

Familia 68000 este prevăzută cu o intrare de validare a datelor. Ca și alte procesoare, CPU plasează adresele și datele în magistrală și indică validarea cu o strobare de adrese și,

respectiv, strobare de date. El continuă să facă aceasta până ce memoria trimite un semnal $\overline{\text{DTACK}}$. Extensia prezentată în articolul de față generează acest semnal cu ajutorul lui LS156.

În mod normal, această validare este dată aproape imediat, dar se poate întâmpla ca 4500 să fie în mijlocul unei reîmprospătări. În acest caz, CPU trebuie să aștepte, lucru ce este rezolvat prin ieșirea disponibilă (pinul 2). Pentru a preîntâmpina ca QL să aștepte mereu când o adresă este citită, și care nu este memorată, $\overline{\text{DTACK}}$ este generat intern: totuși, acesta trebuie invalidat pentru adresele la care extensia RAM este poziționată și, din fericire, aceasta poate fi ușor realizată prin $\overline{\text{DSMC}}$. Prin trecerea acesteia în logic sus imediat ce este posibil, $\overline{\text{DTACK}}$ intern este anulat.

Dacă nu puteți obține tranzistorul 2N2905, puteți utiliza un BS250, caz în care rezistența R1 poate fi omisă, iar R2 trebuie înlocuită cu un scurtcircuit.

Circuitul dat este pentru versiunea 128 k. De asemenea, este posibil să se omită cele opt memorii RAM conectate la RAS1 și să se obțină o extensie de 64 k. Intrarea $\overline{\text{A}}$ a lui LS138 trebuie, în acest caz, conectată la A16, iar pentru $\overline{\text{CS}}$ trebuie utilizat pinul 11 în locul pinului 13.

La conector nu este accesibilă nici o tensiune de alimentare de 5 V, dar există o bară de 9 V. Aceasta poate fi redusă la 5 V printr-un circuit standard 7805. Curentul consumat depinde de tipurile de RAM și va fi 200 ... 300 mA. Este important să se decupleze corect liniile de alimentare: fiecare circuit integrat RAM și 4500 necesită un condensator de 100 n!

078 *Extensie RAM pentru Quantum Leap*

Computerul Quantum Leap (QL), produs de Sinclair, este adecvat, mai ales datorită unui preț de cost scăzut, pentru acomodarea la modul de a lucra cu microprocesorul de 16 biți 68000 produs de Motorola. Mulți calculatoriști entuziaști nu omit să remarce prețul spectaculos practicat pentru QL după ce producția sa a fost întreruptă.

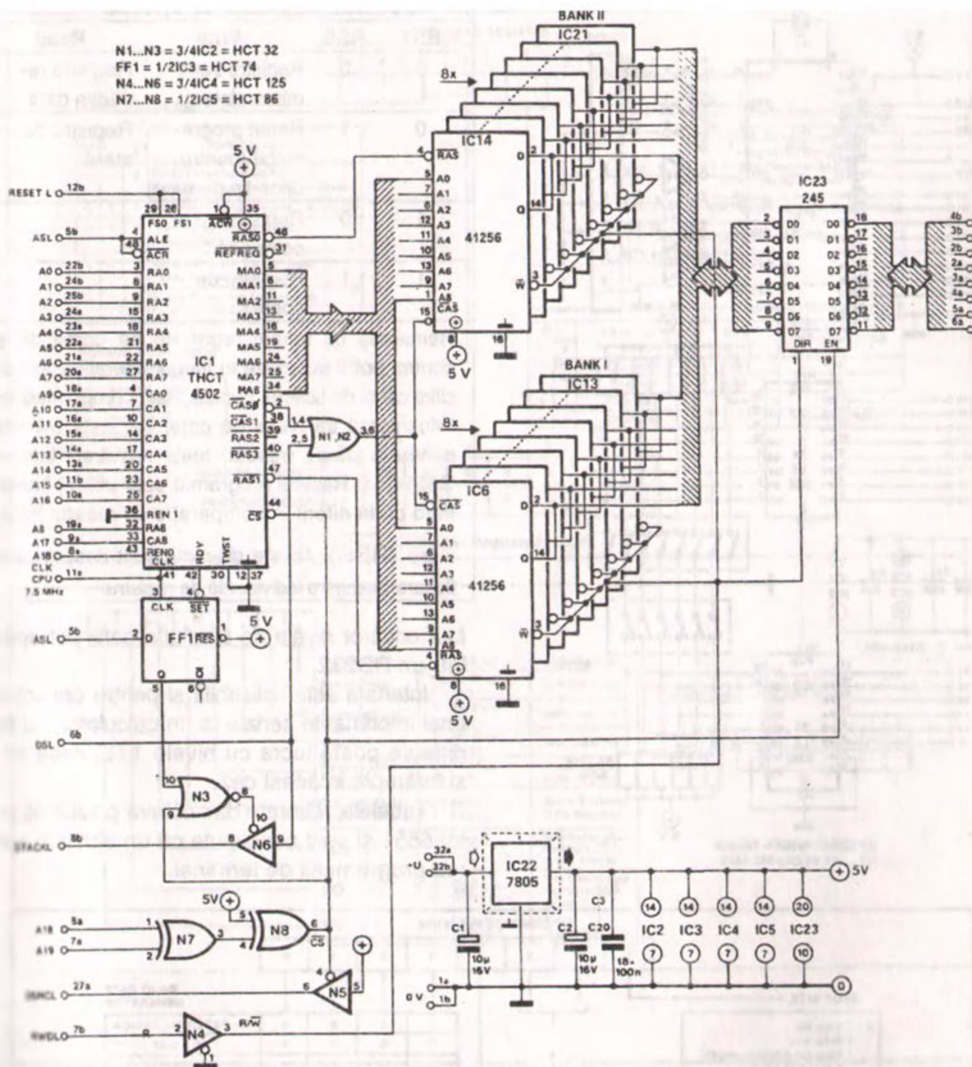
Un program utilitar excelent, TOOLKIT II, a devenit accesibil, și mulți îl consideră încă indispensabil în lupta lor cu QL. Extensia RAM actuală de 512 ko ar trebui să fie binevenită pentru lucrul cu un disc RAM și/sau cu programe cum ar fi ICE și QIMP.

Circuitul se bazează pe controlerul RAM de tip THCT4502 produs de Texas Instruments. Acest controler specializat are grijă în totalitate de comanda DRAM, inclusiv de timpul de reîmprospătare și de multiplexarea liniei de adrese. Decodorul de adrese este construit cu o singură poartă XOR, N7. Linia DSMCL este trecută în stare sus în timp de 30 ns, cu ajutorul bufferului cu trei stări N5. Bistabilul FF1 întârzie întrucâtva semnalul ASL, astfel încât DTACL este activat numai când ieșirea RDY a lui IC1 este stabilă. Magistrala de date este separată de către transmițător-receptorul octal bidirecțional IC23.

Memoria extinsă este împărțită în două bănci de 256 ko. Observați că $\overline{\text{CAS}}$, spre deosebire de $\overline{\text{RAS}}$, este comun ambelor bănci. În QL este posibil să se omită a doua bancă, fără modificarea decodării adreselor. Aceasta este posibil datorită lui QDOS, care caută continuu ca memoria să funcționeze corect și unic, adică nu în oglindă. Este interesant de remarcat că și codul mașină din memoria extinsă funcționează cu aproape dublul vitezei normale.

Cipurile RAM utilizate trebuie să aibă un timp de acces de 150 ns sau mai mic. Consumul de curent al extensiei este mic, adică 50 mA sau 150 mA în modul non-activ și, respectiv, activ. Intrările nefolosite ale porților trebuie legate la masă.

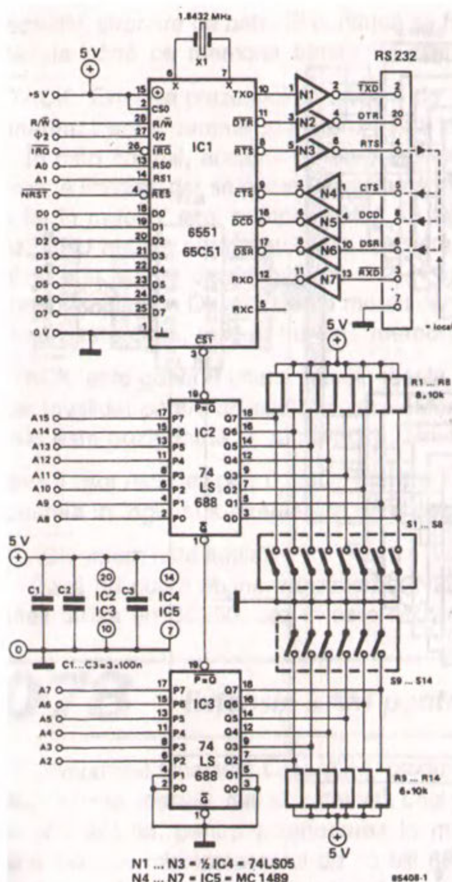
În sfârșit, rețineți că tipul de controler THCT4502 încă nu poate fi procurat de oriunde.



079 *Interfață RS232*

Acest circuit este conceput ca o interfață între modemul Elektor (*Elektor Electronics*, octombrie 1984) și un computer. Software-ul pentru fiecare computer personal trebuie, desigur, să fie scris separat. Deoarece scrierea unui program de terminal poate fi făcută numai în limbaj mașină, interfața poate fi destul de simplă.

Semnalele de nivel TTL sunt suficiente pentru a comanda modemul și, prin urmare, sunt utilizate bufferele LS05. Decodarea adresei totale a lui 6551 este asigurată de IC2 și IC3, astfel încât sunt necesare numai patru locații în memorie, iar acestea trebuie să fie accesibile practic la orice computer. Cei paisprezece biți de adresă comună sunt selectați cu S1 ... S14: un comutator închis reprezintă un bit de adresă sau 0. Bufferele de intrare sunt receptoare de linie RS232 standard, astfel încât ele pot face



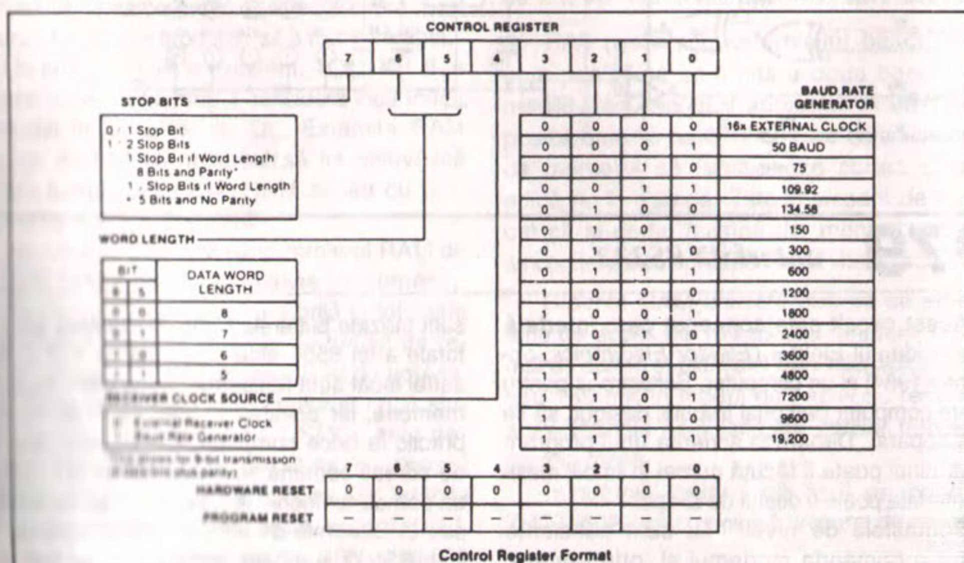
Codarea registrelor de selecție			
RS1	**RS0**	**Write**	**Read**
0	0	Registru transmitere date	Registru recepție date
0	1	Reset programabil (pentru orice tip de date)	Registru de stare
1	0	Registru de comandă	
1	1	Registru de control	

Remarcați că numai registrele de comandă și control pot fi accesate în timpul operațiilor atât de citire cât și de scriere. Funcția Reset programată nu influențează transferul de date, dar este utilizată pentru a șterge (reseta) toate registrele interne G65SC51. Resetul programat este utilizat într-un mod puțin diferit în comparație cu resetul hardware (RES̄). Aceste diferențe sunt descrise sub fiecare descriere individuală de registru.

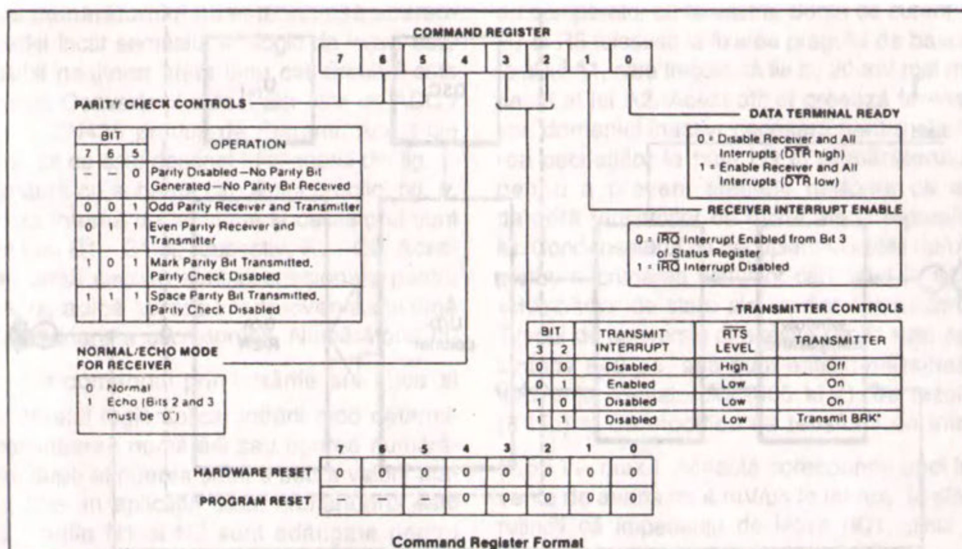
față oricăror nivele de tensiune care pot apărea într-un RS232.

Interfața este utilizabilă și pentru conectarea unei imprimante seriale la un calculator, cu condiția să poată lucra cu nivele TTL, ceea ce se și întâmplă în acest caz.

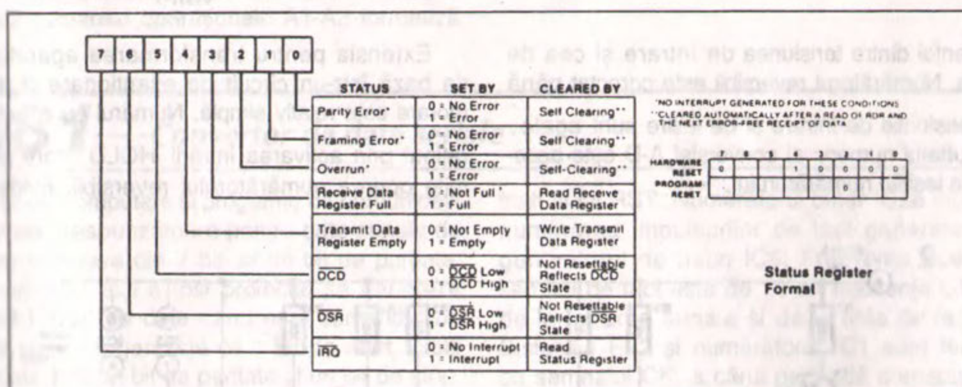
Tabelele alăturate dau câteva posibilități pentru 6551 și sunt concepute ca un ajutor în scrierea programului de terminal.



Control Register Format



Command Register Format

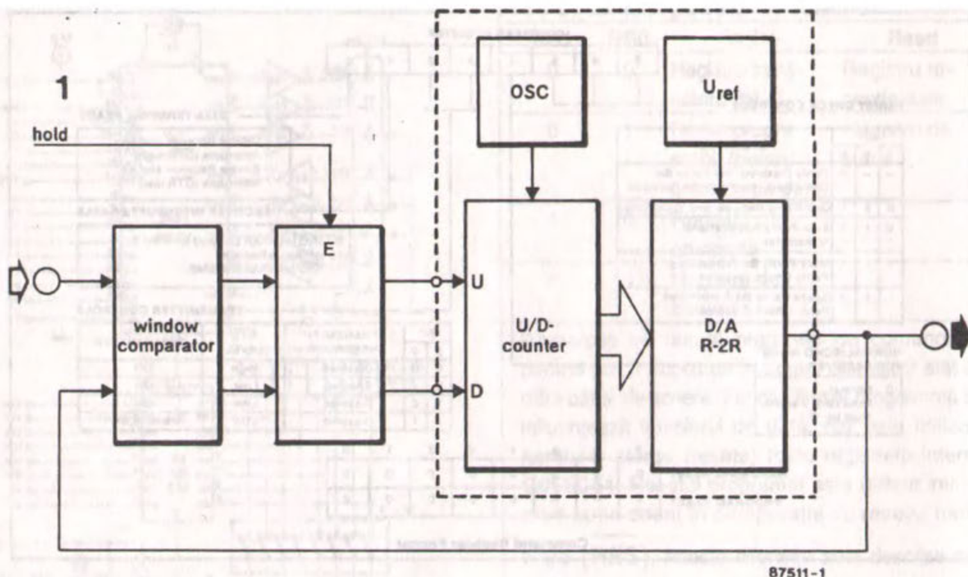


Status Register Format

080 Eşantionare şi memorare pentru semnale analogice

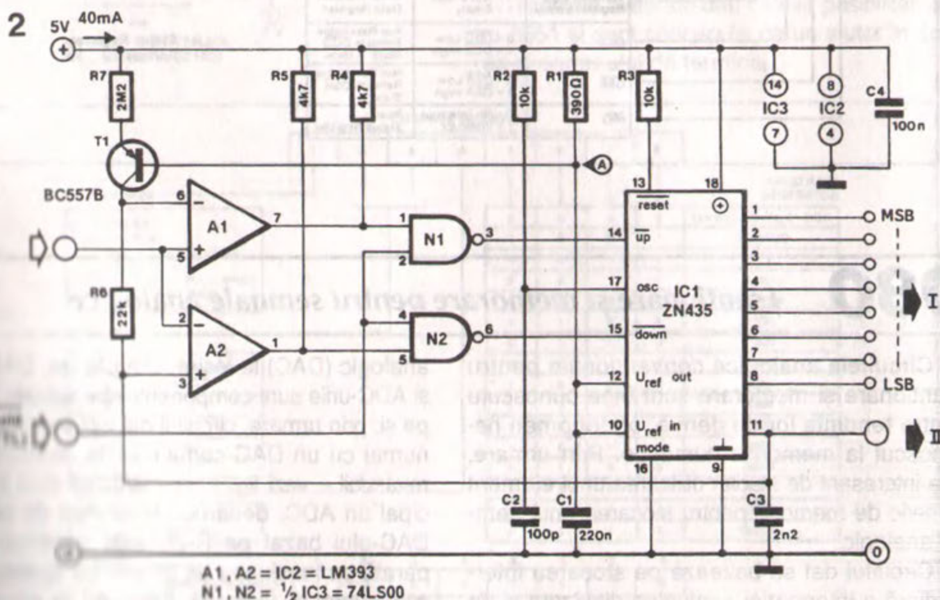
Circuitele analogice convenţionale pentru eşantionare şi memorare sunt bine cunoscute pentru tendinţa lor de derivă, un fenomen necunoscut la memoriile numerice. Prin urmare, este interesant de studiat utilizarea unui element numeric de memorie pentru stocarea unui semnal analogic.

Circuitul dat se bazează pe stocarea intermediară a informaţiei analogice digitizate şi, în consecinţă, necesită un convertor analogic-numeric (ADC) la intrare şi un convertor numeric - analogic (DAC) la ieşire. Din păcate, DAC-urile şi ADC-urile sunt componente specializate scumpe şi, prin urmare, circuitul dat aici este construit numai cu un DAC comandat de un numărător reversibil – vezi fig. 1. Numărătorul este în principal un ADC, deoarece tensiunea de ieşire a DAC-ului bazat pe R-2R este continuu comparată cu tensiunea de intrare, cu ajutorul unui comparator cu fereastră. Semnalul de eroare dat de comparator face ca numărătorul să numere în sens direct sau invers, în funcţie de mărimea



diferenței dintre tensiunea de intrare și cea de ieșire. Numărătorul reversibil este corectat până ce tensiunile de intrare și de ieșire sunt egale. Rezultatul numeric al conversiei A-D este accesibil la ieșirile numărătorului.

Extensia pentru transformarea aparatului de bază într-un circuit de eșantionare și memorare este relativ simplă. Numărul curent este reținut prin activarea intrării HOLD, care permite oprirea numărătorului reversibil. Evident,



starea numărătorului nu este supusă abaterilor, astfel încât semnalul analogic de ieșire este accesibil nealterat atâta timp cât circuitul este alimentat. Convertorul utilizat aici este un ADC / DAC tip ZN435 produs de Ferranti. Acest cip conține tot ce este desenat în chenarul din fig. 1. În legătură cu schema circuitului practic, fig. 2, referința internă de tensiune și oscilatorul sunt reglate cu R1 - C1 și, respectiv, R2 - C2. Acestea din urmă circuite sunt dimensionate pentru 400 kHz, adică aproape la frecvența maximă de funcționare a oscilatorului. Numărătorul intern este comandat prin intrările $\overline{\text{sus}}$, $\overline{\text{jos}}$ și mod. Nivelul logic aplicat intrării mod determină continuarea numărării sau oprirea numărătorului după atingerea stării 0 sau a valorii maxime, 255. În aplicația dată, numărătorul este oprit. Porțile N1 și N2 sunt adăugate pentru a permite blocarea numărătorului reversibil. Amplificatoarele operaționale A1-A2 formează un comparator cu fereastră. Sursa de curent T1 - R7 și R6 folosesc la fixarea pragului de basculare al lui A1, care trebuie să fie cu 20 mV mai mare decât al lui A2. Acest offset creează fereastra, sau domeniul inactiv, necesară pentru eliminarea oscilațiilor la bitul LS al numărătorului și pentru a preveni efectele nedorite ce apar datorită tensiunilor de offset ale comparatorului. Condensatorul de decuplare C3 este introdus pentru suprimarea vârfurilor care apar în timpul schimbărilor de stare ale ieșirilor numărătorului. Timpul de conversie al acestui circuit este aproximativ 640 μs, așa cum este determinat de frecvența oscilatorului (400 kHz), de rezoluție (8 biți) și de modificarea tensiunii de intrare (2,55 V_{vv} max.). Aceasta corespunde unei frecvențe de avans de 4 mV/μs la intrare. În sfârșit, rețineți că impedanța de ieșire (IC1, pinul 11) este relativ mare, de circa 4 kΩ.

081 *Convertor de date seriale*

Unele computere și programe de comunicații sunt necorespunzătoare pentru date seriale de ieșire compuse din 7 biți și un bit de paritate. Circuitul dat aici a fost proiectat să genereze acest format de date când este comandat de date seriale organizate ca 1 bit de start, 8 biți de date, nici un bit de paritate și un bit de stop. Acest format este mult utilizat pentru accesarea tablourilor electronice, a băncilor de date și a altora asemenea, cu ajutorul unui modem, și ar putea fi accesibil pentru multe calculatoare echipate cu un port RS232. Convertorul are un generator de tact încorporat care poate fi reglat pentru ratele de baud date în diagrama circuitului, fig. 1. Poate fi generat bit de paritate atât impar cât și par și nu este necesară sincronizarea reciprocă a computerului sau a consolei.

Funcționarea de bază a convertorului este următoarea (cu referință și la diagrama de timp din fig. 2). Frontul crescător al bitului de start din cuvântul de 10 biți care intră, basculează bistabilul FF1 a cărui ieșire $\overline{Q}$ trece în stare sus și activează astfel numărătoarele IC1, IC2a și IC2b care au fost blocate anterior de nivelul înalt al lui RST. Numărătorul binar IC2a începe numărarea impulsurilor de tact generate de generatorul de baud IC6. Frecvența acestui semnal de tact este de 16 ori frecvența bitului de la intrarea serială și de la linia de ieșire. Bistabilul FF2 și numărătorul IC1 sunt tactați cu semnalul CK, a cărui perioadă corespunde cu aceea a biților din fluxul de date. Bitul de start recepționat și următorii 7 biți de date sunt trecuți prin FF2, în timp ce IC1 continuă să numere numărul biților transmiși și activează ieșirea 9 în timpul primirii celui de-al nouălea bit (adică, a bitului de date 7). Frontul crescător al impulsului de ieșire al numărătorului este diferențiat în C5-R6 și apoi aplicat porților NAND N1-N2. Aceasta face ca FF2 să poată fi setat sau resetat, în funcție de starea numărătorului de paritate IC2b, care continuă numărarea biților logici sus din cuvântul serial aplicat convertorului. Ieșirea sa Q_A indică dacă numărul biților logic sus detectați este impar (Q_A = 1) sau par (Q_A = 0) și determină bascularea lui FF2 când impulsul diferențiat de la IC1 trece în stare sus,

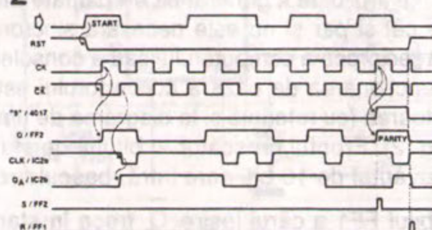
1

IC2a, IC2b = 4520
FF1, FF2 = IC3 = 4013
N1...N4 = IC4 = 4093
N5...N10 = IC5 = 40106
N11 = ¼ IC7 = 75188/1488

pentru o perioadă foarte scurtă, ieșirea lui N8 sau N9. Când Q_A este jos, bitul de paritate la Q din FF2 este sus deoarece, în acest caz, intrarea S (set) este trecută în stare sus. În mod similar, bitul de paritate este jos atunci când Q_A este sus, deoarece intrarea R (reset) a lui FF2 este în acest caz comandată sus. Aceste două situații pot apărea când paritatea par este selectată prin scurtcircuitarea A-D și B-C, așa cum se arată în schema circuitului. Paritatea impar este obținută prin realizarea legăturilor A-C și B-D, iar paritatea **jos permanent** – prin realizarea legăturilor C-E și D-F (rețineți că nivel de paritate „jos" înseamnă că bitul semnificativ este logic sus în convenția RS232).

După transmiterea bitului de paritate, circuitul este pregătit pentru următorul cuvânt de către ieșirea de transport (CY) a lui IC1, care furnizează un nivel logic sus pentru circuitul de diferențiere C2-R4.

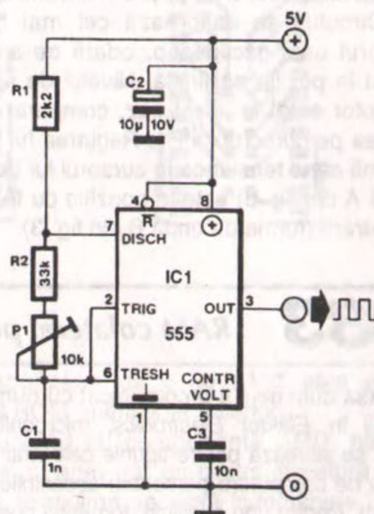
2



Acesta resetează FF1 care, ca răspuns, comandă trecerea în stare sus a liniei RST pentru a reseta numărătoarele.

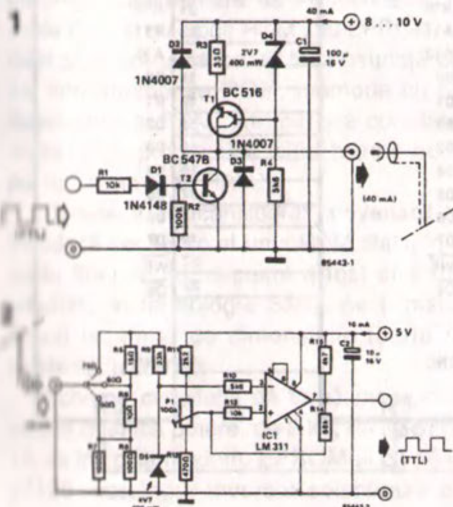
Convenția adoptată pentru nivelele logice sus și jos ale biților de date din convertorul propus necesită ca aceasta să fie introdusă într-o linie de date RS232 sau RS432. Driverul de linie N11 poate fi omis, iar semnalul serial de ieșire poate fi luat de la Q din FF2, în cazul în care intrarea de comandă poate funcționa cu nivele de impuls de 0 și +5 V.

În sfârșit, fig. 3 arată o alternativă convenabilă pentru generatorul de tact cu cristal, care poate fi considerat prea scump dacă circuitul funcționează la o rată de baud fixată la 1200. Semireglabilul multitur P1 este fixat pentru frecvența de ieșire de 19.200 Hz.



082 *Circuit de comandă și receptor de linie seriale*

Circuitul își datorează existența necesității pentru comunicare de date la distanțe relativ mari (peste 100 de metri), prețului de cost scăzut, fiabilității și adaptării la viteze până la 2400 baud. La distanța dată, cel mai costisitor este cablul, deoarece aici este utilizat un cablu coaxial de 60 Ω procurat din comerț. Deoarece circuitul este relativ imun la zgomot, se folosește comanda în curent.

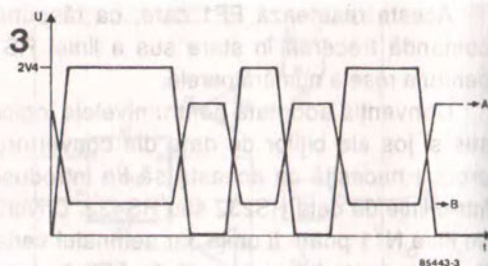


În driverul de linie – fig. 1 – tranzistorul T1, dioda D4 și rezistențele R3 și R4 formează o sursă de curent care poate fi alimentată direct de la o sursă de tensiune nestabilizată de 8 ... 10 V. Tranzistorul trebuie montat pe un radiator. Curentul de 40 mA asigură un semnal de intrare corespunzător pentru receptorul de linie. Tranzistorul T2 este un comutator de curent care scurtcircuitează la masă sursa de curent și cablul, dacă intrarea în driver este logic sus: numai când acea intrare este logic jos, curentul de 40 mA trece prin cablu. Diodele D2 și D3 protejează driverul împotriva zgomotului din cablu, iar condensatorul C1 decuplează alimentarea.

Receptorul de linie se bazează pe comparatorul de tip LM311. Echilibrarea intrării este realizată cu o conexiune la ramificația principală a divizorului R5–R6 – R7 / R8 (în cazul nostru: 60 Ω). Rezistențele R9 și R10 ca și dioda D5 protejează circuitul LM311 împotriva zgomotului produs de cablu. Sensibilitatea receptorului este fixată cu P1. Rezistența R14 generează un oarecare histerezis. Rezistența pull-up R15 asigură generarea de către IC1, la

pinul 7, a unui semnal TTL de ieșire care să fie în fază cu semnalul de intrare în driverul de linie.

Circuitul se calibrează cel mai bine cu ajutorul unui osciloscop, odată ce a fost instalat în poziția sa finală. Nivelul de intrare în receptor este, în acest caz, comparat cu tensiunea pe cursorul lui P1. Reglarea lui P1 este optimă când tensiunea la cursorul lui (forma de undă A din fig. 3) este în opoziție cu tensiunea de intrare (forma de undă B din fig. 3).



083 RAM colateral pentru BBC și Electron Plus One

Așa cum deja s-a comunicat cu numeroase ocazii în *Elektor Electronics*, microcalculatorul BBC se situează printre tipurile cele mai larg utilizate de computere personale accesibile în mod curent. Pentru nou sosiții în domeniul computerelor, cantitatea de software pentru memoriile ROM accesibile în comerț este cu adevărat descumpănitoare și pare să fie programată să se potrivească pentru aproape orice cerință și buget.

Totuși, numărul de memorii ROM care pot

N1 = 1/6 IC3 = HCT04/LS04

27128 SOCKET

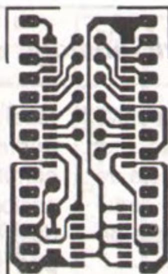
IC2* 6264

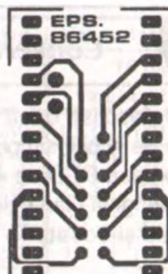
IC1 6264

* vezi textul

86452







Lista de componente:

R1 = 100 k
IC1; IC2 = 6264FP-15
IC3 = 74HC04
Placă de circuit imprimat 86425
Comutator miniatură pentru protejarea înscrierii, dacă este necesar.

poziționate în computerul BBC este limitat la patru, în versiunea de bază, și la șaisprezece când este echipat cu o placă de extensie colaterală ROM. Beneficiarii unor memorii ROM și EPROM bune sunt forțați adesea, prin urmare, să le schimbe înainte ca un program să poată rula: o metodă care este și greoaie și, posibil, inoportună pentru circuitele integrate și soclurile lor.

O cale de evitare a acestei situații este ca pe placa suplimentară să se instaleze o memorie RAM și nu cipuri ROM sau EPROM, astfel încât software-ul să poată fi cu ușurință deplasat între memoriile ROM, memoria cu acces direct, disc și RAM, întrucât s-a constatat că multe dintre programele inițial bazate pe ROM pot funcționa și cu RAM.

Deoarece s-a considerat convenabil să se introducă cei 16 ko ai unui RAM static în orice soclu liber ROM, circuitul a fost construit în totalitate în tehnologie SMD, pe o placă de circuit imprimat de dimensiune foarte mică, existentă în comerț.

Schema circuitului dă două memorii RAM statice de mică putere, de 8 ko, de tip 6264FP-15, ca înlocuitori pentru EPROM-ul de 16 ko tip 27128; un singur inversor selectează blocul corespunzător de 8 ko când este adresat soclul ROM (menționat anterior).

Lucrând cu componente SMD, pentru a obține cu adevărat un circuit miniatură pentru ROM, înlocuirea necesită îndemânare la realizarea lipiturilor și la mânuirea acestor noi piese, iar construcția extensiei propuse este nevoie, prin urmare, să fie efectuată după cum urmează.

Trebuie reținut că placa de circuit imprimat pentru acest proiect se livrează împreună cu cea pentru „Zarul SMD".

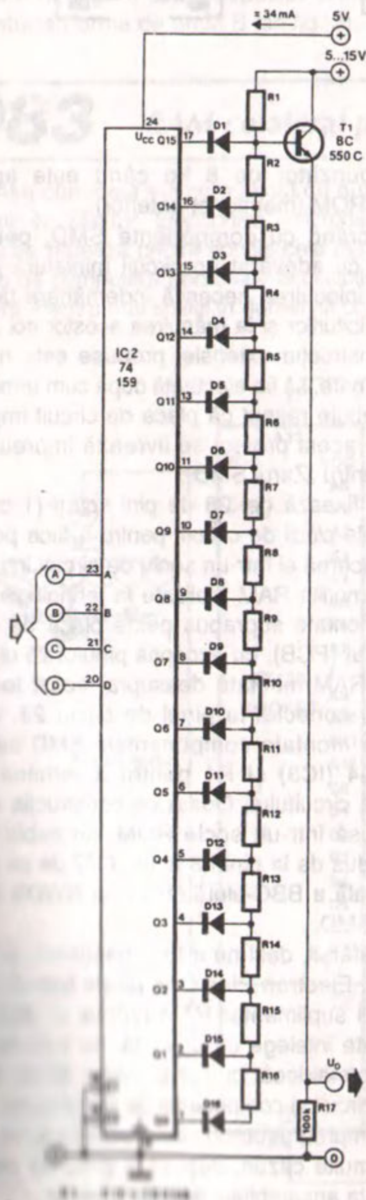
Se fixează cei 28 de pini scurți (1 cm) pe marginile plăcii de circuit, pentru a face posibilă introducerea ei într-un soclu de circuit integrat.

Memoriile RAM realizate în tehnologie SMD sunt montate suprapus peste placa de circuit imprimat (PCB), cu excepția pinului 26 din memoria RAM montată deasupra: acest terminal trebuie conectat la pinul de soclu 28. Acum trebuie montate componentele SMD de tipul 74HC04 (IC3) și R1 pentru a termina construcția circuitului. Odată ce construcția a fost introdusă într-un soclu ROM, un cablu scurt este adus de la pinul 8 al lui IC77 de pe placa principală a BBC-ului la intrarea NWDS de pe placa SMD.

În sfârșit, deși nu a fost menționat, și computerul Electron Plus One poate beneficia de circuitul suplimentar RAM propus și, așa cum se poate înțelege cu ușurință, nu trebuie construit numaidecât cu componente SMD; o placă de circuit și componente de dimensiune obișnuită, împreună cu un cablaj oarecare, va merge în multe cazuri, deși va fi greu de depășit eleganța ansamblului descris anterior.

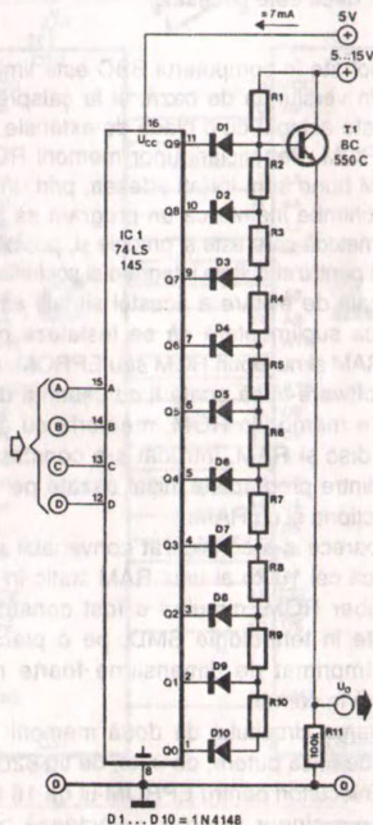
084 *Convertor numeric-analogic simplu*

Aici sunt descrise două convertoare numeric-analogice de 4 biți, simplu de construit. Unul translează un cod BCD de 4 biți în 10 nivele de tensiune analogică, iar celălalt acceptă codul binar de 4 biți și scoate la ieșire 16 nivele de tensiune. Ambele circuite conțin un decodor numeric cu ieșire cu colectorul în gol pentru comanda unei scări de rezistențe. Tensiunea analogică este obținută prin conectarea comandată la masă a unei anumite secțiuni a scării și prin separarea cu ajutorul unui tranzistor a căderii de tensiune astfel obținute.



Fără a ține seama de rezoluția lor relativ scăzută (10 sau 16 trepte), circuitul ar putea avea multe aplicații, inclusiv în comanda digitală a surselor de alimentare, a generatoarelor de unde triunghiulare și în dinți de ferăstrău și în convertoarele A-D.

Tabelul 1 dă valorile *relative* ale rezistențelor din rețeaua în scară, pornind de la R1 = 1k0. Pentru fiecare rezistență sunt date trei valori: în coloana din stânga sunt valorile teoretice, în timp ce echivalentul cel mai apropiat



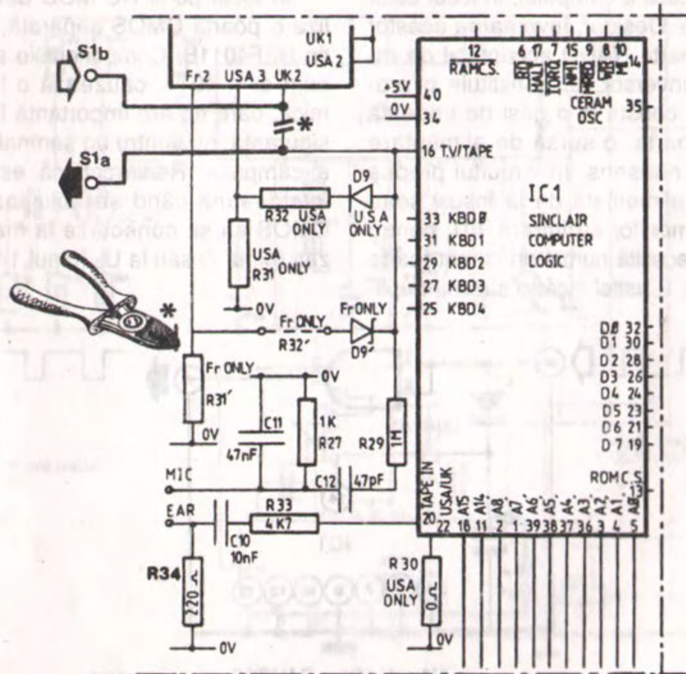
din seriile E24 și E96 apare în coloanele din centru și din dreapta. Remarcați că valoarea de pornire poate fi schimbată conform cerințelor particulare, cu condiția ca toate celelalte rezistențe să fie dimensionate corespunzător, adică valorile lor trebuie multiplicate cu același factor ca și cel pentru 1k0.

Este o problemă simplă să se suplimenteze un al 11-lea sau al 17-lea nivel de ieșire prin comandarea decodorului astfel încât nici unul din tranzistoarele sale de ieșire să nu fie validat. Aceasta are ca efect o tensiune de ieșire care este cu 0,6 V mai mică decât tensiunea pentru rețeaua în scară. În cazul circuitului 74LS145, această condiție este obținută prin aplicarea unui cod non-valid la intrări, adică unul mai mare decât 9_{10} (1001_2). În mod similar, pentru 74159, intrarea de validare $\overline{G1}$ sau $\overline{G2}$ poate fi trecută în stare logic sus.

Tabel 1 Valorile rezistentelor raportate la 1 kΩ

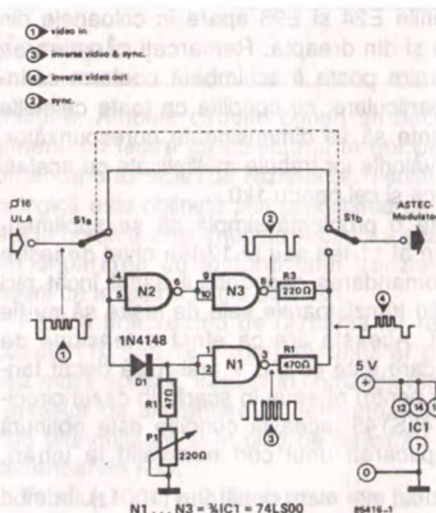
Rn	10 pasi versiune BCD			16 pasi versiune binară		
R1	1000	1k0	1k0	1000	1k0	1k0
R2	111	110	110	66,7	68	66,5
R3	139	130	140	76,3	75	76,8
R4	179	180	178	87	91	86,6
R5	238	240	237	103	100	102
R6	333	330	332	122	120	121
R7	500	510	499	145	150	147
R8	833	820	825	178	180	178
R9	1667	1k6	1k69	222	220	221
R10	5000	5k1	4k99	286	270	287
R11				381	390	383
R12				533	510	536
R13				800	820	806
R14				1333	1k3	1k33
R15				2667	2k7	2k67
R16				8000	8k2	8k06

085 Inversor video simplu pentru ZX81



Inversorul trebuie conectat înaintea modulatorului TV din ZX81. Comutatorul S1 asigură scurtcircuitarea inversorului când nu este necesară inversarea imaginii. Semnalul videocompus este inversat de poarta N1. Porțile N2 și N3 separă semnalul sincro față de intrare: semnalul sincro devine atunci accesibil la ieșirea lui N3 la un nivel de 5 V_{vv}. Apoi semnalul video inversat și semnalul sincro amplificat sunt sumate iarăși, rezultând un semnal video inversat cu semnal sincro în poziție corectă și de nivel corespunzător. Semireglabilul P1 este utilizat pentru reglarea contrastului.

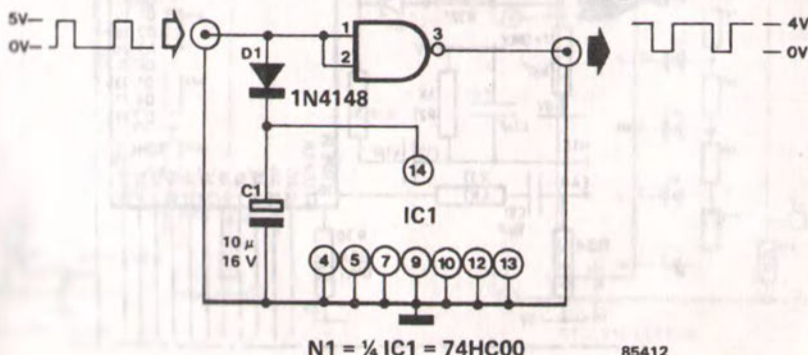
Circuitul poate fi construit pe o bucată de placă atât de mică încât poate fi cu ușurință introdusă în carcasa lui ZX81. Tensiunea de alimentare poate fi luată de la IC1 din ZX81: +5 V de la pinul 40 și masa (0 V) de la pinul 34.



086 *Inversor sincro pentru QL*

Din anumite motive, necunoscute, QL Sinclair (și probabil alte câteva calculatoare personale) generează pentru monitor impulsuri pozitive de sincronizare a câmpului, în locul celor uzuale – negative. Desigur, inversarea acestor impulsuri cu o poartă NAND acceptabil de rapidă sau cu un inversor nu constituie o problemă. Problema constă în a găsi de unde să se alimenteze poarta: o sursă de alimentare specială ar fi un nonsens. În circuitul propus aici, poarta este alimentată de la însuși semnalul sincro. Un monitor cu intrare TTL pentru semnalul sincro necesită numai un curent foarte mic în starea logic 1, astfel încât o sarcină suplimentară adăugată la impulsul de intrare prin diodă și condensatorul electrolitic este neînsemnată.

În locul porții HC-MOS date, se poate utiliza o poartă CMOS separată, de exemplu de tip HEF4011B. Componentele standard CMOS, cum ar fi 4011, cauzează o întârziere foarte mică, care nu are importanță în practică și, cu siguranță, nu pentru un semnal de sincronizare a câmpului. Remarcați că este important ca întotdeauna când se utilizează componente CMOS să se conecteze la masă pinii neutilizați (pinul 7) sau la U_b (pinul 14).

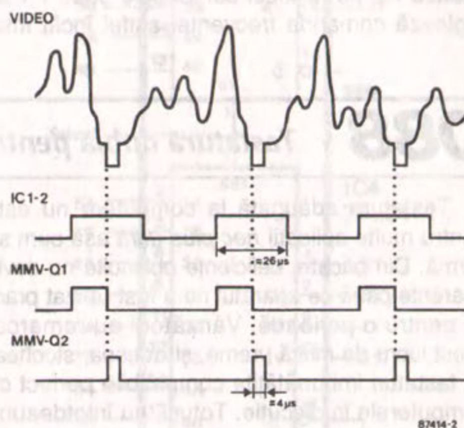


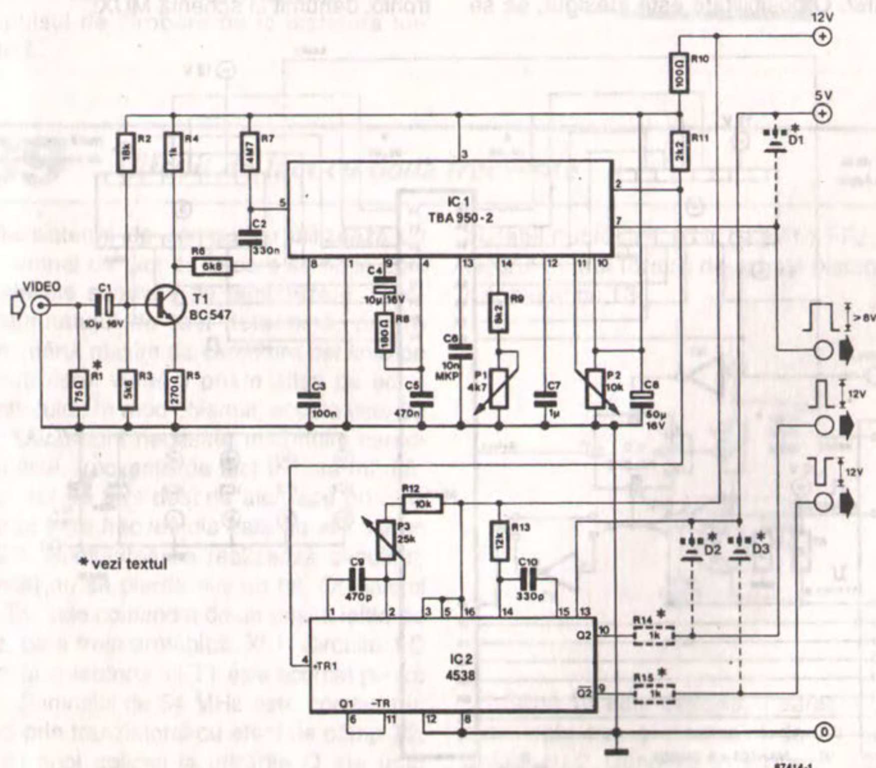
087 *Sincroseparator*

Multe carcase de monitoare oferite curent de magazinele de piese pentru computere au intrări separate pentru semnalele de sincronizare pe orizontală și pe verticală. Totuși, multe computere personale au o ieșire videocompusă, astfel încât este necesară o formă oarecare de interfațare pentru a comanda aceste monitoare chilipir.

Tipul TBA950-2 este un cip sincroseparator care este frecvent întâlnit în aparatele TV. În aplicația standard a circuitului, acesta necesită să fie comandat de un semnal obținut de la ieșirea oscilatorului pentru frecvența liniilor. Fără acest semnal, care este aplicat la pinul 10, impulsul sincro s-ar termina undeva printre liniile imaginii. Pentru a putea fi utilizat în aplicația dată circuitul TBA950-2, impulsul orizontal este ușor deplasat cu ajutorul unui multivibrator monostabil dublu, IC2.

Funcționarea circuitului ar trebui să fie înțeleasă din diagrama de timp alăturată. Impulsul de ieșire de la TBA950 este destul de întins (26 µs) și fronturile sale pozitive basculează





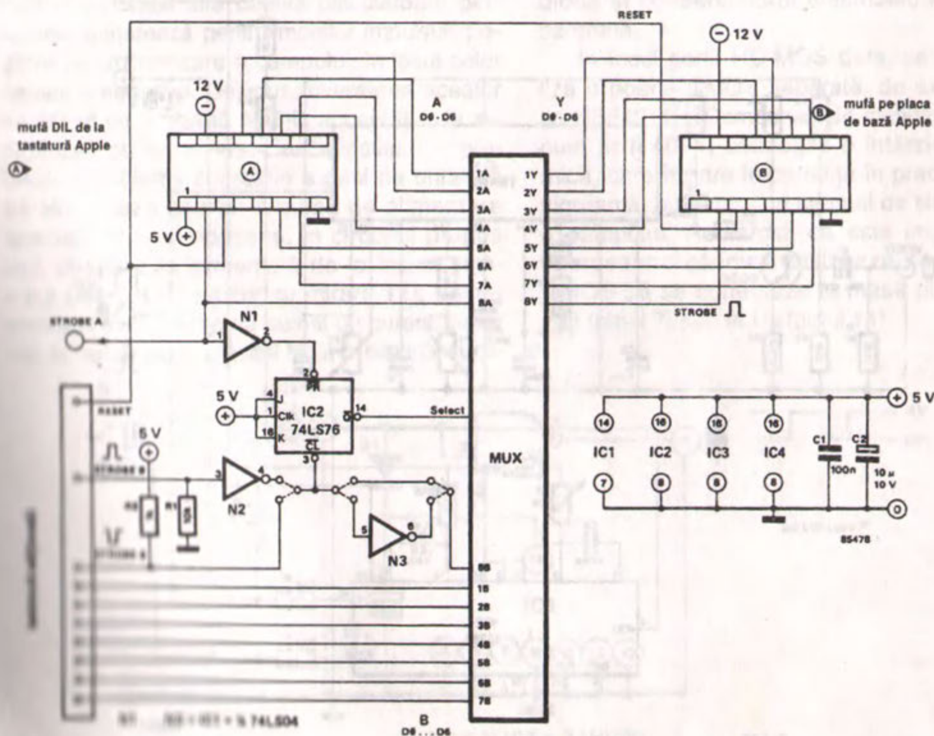
primul MMV (Q1), al cărui impuls negativ tranzitoriu basculează la rândul său al doilea MMV din capsula 4538. Impulsul de sincro linii pentru monitor este accesibil pozitiv sau negativ la ieșirile Q2 și, respectiv, $\overline{Q2}$ ale lui IC2.

Circuitul se reglează în felul următor: se fixează P2 pe mijlocul cursei sale și cu P1 se reglează comanda frecvenței astfel încât imaginea să fie stabilă. Apoi se poziționează imaginea prin reglarea lui P3. Dacă nu poate fi obținută poziția corectă, comanda fazei – P2 – trebuie reajustată cu grijă, urmată de P3. Impulsul de sincronizare pe verticală este accesibil la pinul 7 al lui TBA950-2. În sfârșit, rezistențele și diodele marcate sunt necesare dacă intrările monitorului sunt proiectate să primească semnale cu o amplitudine vârf la vârf de 5 V.

088 *Tastatură dublă pentru Apple II*

Tastatura adăugată la computere nu este pentru multe aplicații *nec plus ultra* așa cum se afirmă. Din păcate, deficiențe obișnuite nu devin aparente până ce aparatul nu a fost utilizat practic pentru o perioadă. Vânzătorii au remarcat acest lucru de multă vreme, și adesea, stochează tastaturi îmbunătățite compatibile perfect cu computerele în discuție. Totuși, nu întotdeauna este clar modul în care tastatura poate fi atașată la computer. O posibilitate este, desigur, să se deschidă calculatorul, să se scoată tastatura existentă, să se monteze cea nouă și să se asambleze la loc computerul. Totuși este mult mai bine să se utilizeze soluția propusă aici, care este aplicabilă pentru Apple II și pentru alte aparate compatibile.

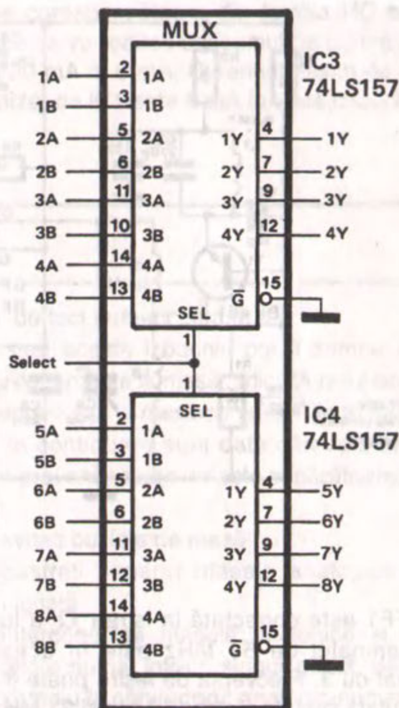
Circuitul dat face posibilă conectarea tastaturii suplimentare în paralel cu cea existentă. În principiu, este chiar un aparat de comutare electronic, denumit în schemă MUX.



Ambele tastaturi sunt conectate la intrarea MUX prin liniile lor de date. De acum încolo, MUX determină care dintre datele tastaturii sunt aplicate computerului.

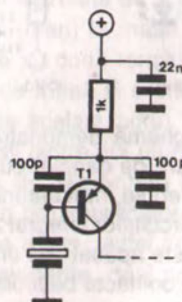
Când o tastă este apăsată, tastatura trebuie să genereze nu numai un număr de biți de date, ci și un impuls de strobare. Ieșirea $\overline{Q}$ (pinul 14) a bistabilului IC2 este setată sau resetată în funcție de locul de generare a impulsului de strobare, adică de tastatura originală sau de cea suplimentară. Prin urmare, acest impuls servește ca un semnal de selectare pentru MUX. Comutatorul electronic constă din două circuite integrate tip 74LS157. Fiecare dintre aceste circuite integrate conține patru multiplexoare 2 din 1, astfel încât toate cele opt date de intrare sunt accesibile la ieșire. Dacă intrarea de selecție a ambelor circuite integrate este logic 0, ieșirile 1Y ... 8Y conțin datele existente la intrările 1A ... 8A. Dacă, totuși, intrarea în circuitele integrate este logic 1, la 1Y ... 8Y sunt accesibile datele de la 1B ... 8B.

Apple II necesită un impuls pozitiv de strobare, iar invertoarele N2 și N3 sunt prevăzute să asigure îndeplinirea acestei condiții, oricare ar fi impulsul de strobare de la tastatura suplimentară.

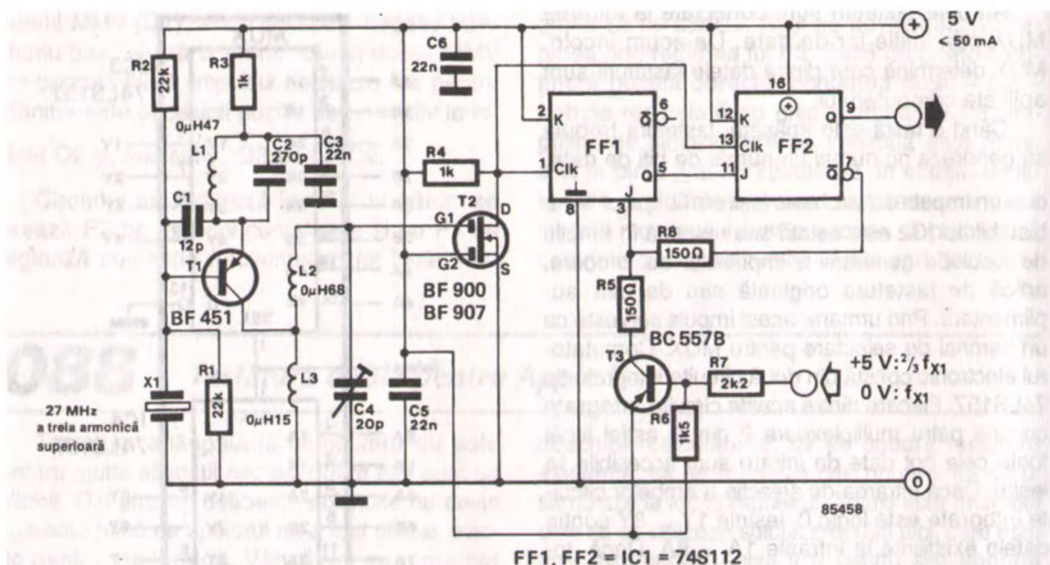


089 Circuit de tact cu două frecvențe

Multe sisteme de computere utilizează un simplu semnal de tact de la care se obțin apoi toate celelalte semnale de temporizare. Frecvența semnalului de tact determină, printre altele, numărul maxim de caractere per linie pe care controlerul video îl poate afișa pe ecranul monitorului. În mod obișnuit, acesta este 32 sau 40. Dacă sunt necesare mai multe caractere per linie, frecvența de tact trebuie mărită. Generatorul de tact descris aici face posibilă comutarea între frecvențele care se află într-un raport 2:3. Comutarea se realizează simultan, astfel încât nu se pierde nici un bit. Oscilatorul de tact, T1, este comandat de un cristal ieftin de 27 MHz, pe a treia armonică, XL1. Circuitul LC conectat la colectorul lui T1 este acordat pentru 54 MHz. Semnalul de 54 MHz este convertit în biți logici prin tranzistorul cu efect de câmp T2, care sunt apoi aplicați la intrările Q ale unui bistabil dublu J-K, IC1, (= FF1 / FF2). Numărătorul în inel format de aceste bistabile poate fi comutat cu T3.



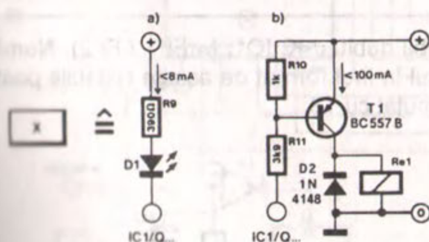
Când T3 este deschis, intrarea J a lui FF1 este logic sus și semnalul de 54 MHz este divizat cu 2. Când T3 este blocat, intrarea J a

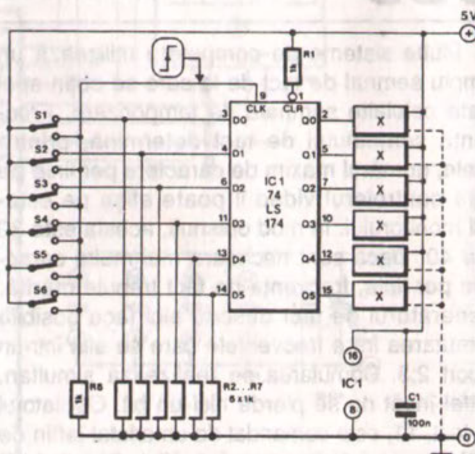


lui FF1 este conectată la ieșirea $\overline{Q}$ a lui FF2 și semnalul de 54 MHz este în acest caz divizat cu 3. Frecvența de ieșire poate fi astfel comutată simultan între 18 MHz și 27 MHz.

Dacă pentru XL1 se utilizează un cristal pe fundamentală, oscilatorul poate fi modificat după cum s-a arătat.

090 *Selector de canal cu 6 căi*





Această schemă demonstrează că un selector cu blocare de canale, cu 6 căi, cu intrări cu taste, nu trebuie întotdeauna să se bazeze pe utilizarea circuitelor integrate speciale.

Când nu este apăsat nici unul dintre butoanele SPDT cu contacte basculante, intrările de date ale lui IC1 sunt menținute la +5 V, în timp ce intrarea CLK este menținută în stare jos prin R8. Când un comutator este acționat, intrarea corespunzătoare a lui IC1 trece în stare jos, iar CLK trece sus, astfel încât starea logică a liniilor D0 ÷ D5 este blocată și transferată la ieșirile Q0 ÷ Q5. Fiecare dintre acestea poate comanda un circuit de ieșire cu LED sau un releu, așa cum se arată în schemele date.

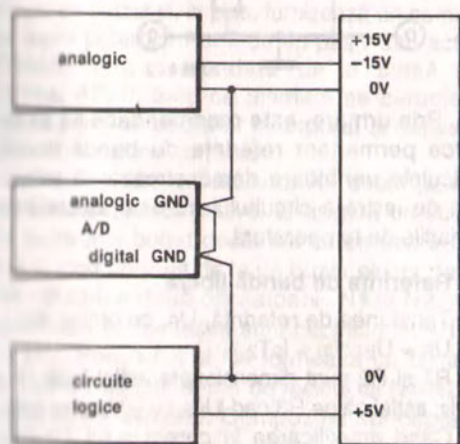
Când sunt necesare mai mult de șase comutatoare, poate fi adăugat un 74LS174, a cărui intrare de tact este conectată la IC1.

Observați că cipul LS poate fi înlocuit cu o versiune corespunzătoare din familia HC sau HCT. Acesta va reduce consumul de curent de la circa 20 mA la 6 mA. Curentul maxim de ieșire furnizat de IC1 este 8 mA în toate cazurile.

091 *Analogic & numeric*

Răsfoind prin câteva reviste de electronică publicate de-a lungul anilor trecuți, este surprinzător să constatăm cât de rapid și de viguros au câștigat teren tehnicile digitale. Chiar și domeniul audio, până recent aproape neatins, se digitalizează acum cu pași rapizi. Care sunt consecințele acestor schimbări asupra noastră, a inginerilor, tehnicienilor și amatorilor?

Atâta timp cât un circuit este în totalitate analogic sau în totalitate numeric – totul este în regulă. Dar imediat ce aceste două tehnici devin mixte, câteodată se întâmplă lucruri ciudate. Exemple binecunoscute sunt convertoarele analogic-numerice, care nu dau o citire stabilă: ultimii câțiva digiți nu se echilibrează și apare ca și cum ar fi o oarecare deviație obișnuită. Un alt exemplu este un amplificator, de altfel bun, care generează fluierături în ritm perfect cu oscilatorul de tact numeric, ș.a.m.d.



Adesea, aceste izbucniri pot fi semne ale conexiunilor eronate la masă, adică la nulul barei de alimentare sau la masa comună. Din această cauză, în continuare sunt date câteva sfaturi care pot preveni aceste defecte supărătoare:

- evitați buclele de masă
- păstrați separat masele analogică și digitală
- interconectați masele analogice și digitale numai într-un singur punct, de exemplu la convertorul analogic-numeric, dar NU la sursa de alimentare
- dacă există mai multe mase, conectați-le în același punct comun
- la frecvențe înalte, impedanțele barelor de masă nu sunt neglijabile: trebuie utilizate, prin urmare, fire de legătură scurte și subțiri.

Un alt exemplu care dă rezultate bune este cel din figura anexată. Toate piesele sensibile ale circuitului au fost izolate de acele părți care transportă curenți (mari) la masă. Ca urmare, multe convertoare au două terminale de masă sau un terminal de masă și o intrare diferențială (ceea ce este același lucru). În amplificatoarele audio, mulți dintre noi nu ne gândim să legăm tensiunea de alimentare la amplificatorul de ieșire prin preamplificator. În circuitele analogic-numerice mixte, astfel de considerații nu sunt atât de evidente, deși principiul este același.

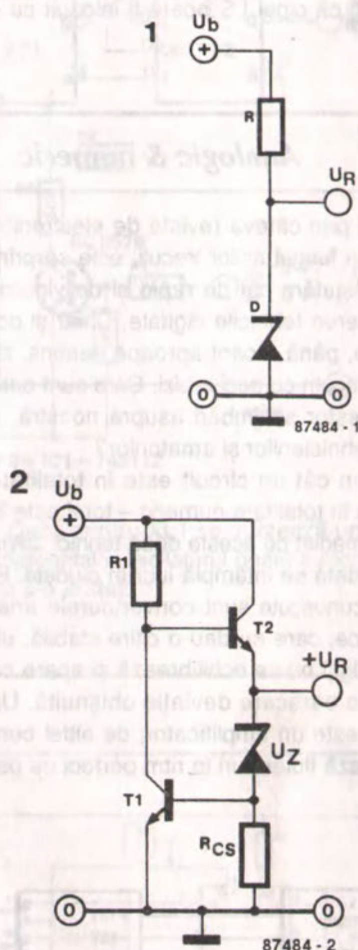
Observați că, în desenul dat, sistemul necesită câteva surse de tensiune izolate electric: din păcate, acesta este prețul ce trebuie adesea plătit pentru tehnicile noi.

092 Referință de tensiune bazată pe bandă liberă de energie

Este bine cunoscut că precizia măsurătorilor în circuitele electronice este în principal o funcție de stabilitatea și de fiabilitatea referinței cu care sunt comparate cantitățile necunoscute. Prin urmare, trebuie făcut totul pentru a menține stabilitatea referinței, adică să se contracareze efectele adverse ale variațiilor temperaturii ambientale, ale tensiunii de alimentare și ale curentului de sarcină. Dioda Zener din fig. 1 este o componentă de referință utilizabilă pentru aplicațiile în care cei trei parametri de mai sus nu suferă variații apreciabile. „Super Zener"-ul din fig. 2 prezintă o stabilitate excelentă și este cu greu afectat de variații ale tensiunii de alimentare și ale curentului de sarcină. Deși coeficientul de temperatură al circuitului super-Zener poate fi optimizat prin dimensionarea atentă a componentelor, există o metodă și mai bună pentru a executa o referință de tensiune de precizie.

Termenul de *bandă liberă interzisă* se referă la diferența dintre două nivele de energie discrete ale celor patru electroni periferici din atomul semiconductor. Electronii din banda de energie cea mai mare contribuie la conducția materialului. Pe măsură ce temperatura crește, câțiva electroni câștigă suficientă energie termică pentru a scăpa din banda (non-conductivă) de valență, trec de banda liberă și intră în banda de conducție, lăsând banda de valență incompletă. Astfel, conductivitatea este dependentă de temperatură.

Referitor la fig. 3, coeficientul de temperatură al oglinzii de curent T1-T2 este compensat de cel al lui T3. Pentru ca circuitul să funcționeze optim, trebuie să fie întrunite următoarele condiții: (1): $R2 \approx 10 \cdot R1$; (2): R3 să fie dimensionat astfel încât $V_R = 1{,}204$ V; și (3): tranzistoarele să fie perfect echilibrate. Ultima condiție este probabil cel mai bine îndeplinită prin utilizarea tranzistoarelor pe unul și același cip de circuit, de exemplu cele din matricea de tranzistoare de tipul CA3083. Valoarea lui R depinde de tensiunea de alimentare și de curentul maxim de ieșire. Ar trebui reținut că T3 suportă curentul de ieșire dacă circuitul nu este încărcat, astfel încât disipația rezultată poate da o creștere a diferențelor de temperatură pe cip. Prin urmare, este recomandabil să se încarce permanent referința de bandă liberă. Calculele următoare demonstrează că tensiunea de ieșire a circuitului nu este afectată de variațiile de temperatură.



Referința de bandă liberă

Tensiunea de referință, U_R, se obține din:

$U_R = U_{BE(T3)} + I_2T_2$

R1 și R2 sunt dimensionate astfel încât $I1 = 10 \cdot I_2$, astfel că pe R3 cad $|U_{BE(T1)} - U_{BE(T2)}|$ volți.

Când amplificarea în curent a lui T2 este suficient de mare, R3 suportă teoretic tot curentul I2:

$I2 = U_{BE(T1)} - U_{BE(T2)}/R3$ de unde:

$U_R = U_{BE(T3)} + (U_{BE(T1)} - U_{BE(T2)})R2/R3$

Pentru tranzistoare identice, U_{BE} este dată pentru diferite valori ale lui I_{BE}, cum ar fi:

$U_{BE(T1)} - U_{BE(T2)} = kT/q \cdot \log_e(I_1/I_2)$.

U_{BE} a lui T3 este exprimată și ca:

$U_{BE(T3)} = U_{BG}(1 - T/T_0) + U_{BE0}(T/T0)$

astfel încât U_R poate fi scris ca:

$U_R = U_{BG}(1 - T/T_0) + U_{BE0}(T/T_0) + R/R_3kT/q \cdot \log_e(I_1/I_2)$.

Diferențiind aceasta la domeniul de temperatură, rezultă:

$dU_R/dT = -U_{BG}/T_0 + U_{BE0}/T_0 + R_2/R_3k/q \cdot \log_e(I_1/I_2)$

dacă R2, R3 și I1 sunt dimensionate astfel încât:

$R_2/R_3 \cdot \log_e(I_1/I_2) = (U_{BG} - U_{BE0(T3)})C$

unde $C = q/kT_0$

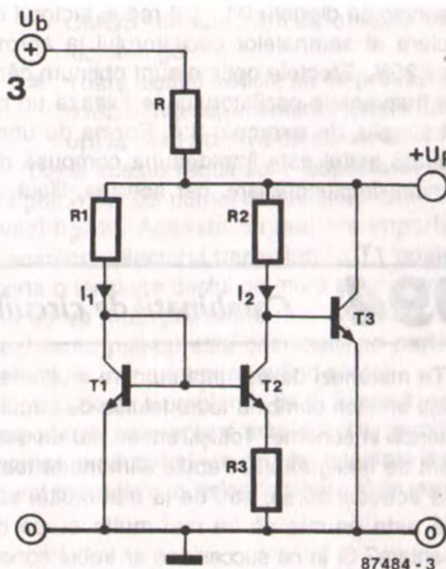
care rezultă în:

$dU_R/dT = 0$ (Q.E.D.)

k = constanta Boltzmann ($1{,}3805 \times 10^{-23}$ J/°K)

T = temperatura absolută [°K]

q = sarcina electronului ($1{,}6021 \times 10^{-19}$ C)



U_{BG} = potențialul benzii libere (1,204 V)

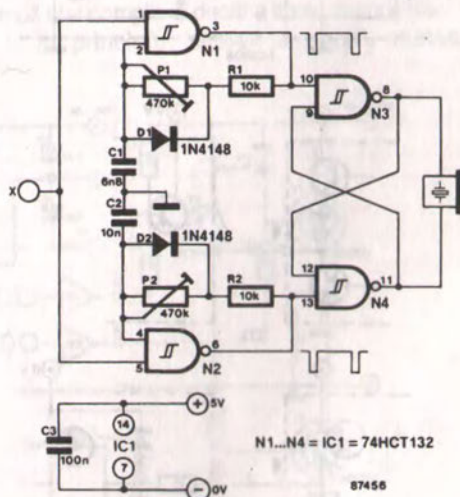
U_{BE0} = tensiunea bază - emitor la $T = T_0$

e = baza logaritmului natural (2,71828)

093 *Etaj de comandă pentru buzer*

Rezonatoarele piezoelectrice, ne referim și la buzere, sunt utilizate frecvent pentru generarea semnalelor audio, în toate tipurile de echipament electronic. Buzerele sunt mici, ușoare, simplu de utilizat și, în plus, furnizează un semnal de ieșire puternic. Pot fi de tip pasiv sau activ. Primele sunt comandate de o sursă de semnal AF, în timp ce ultimele se caracterizează printr-un oscilator încorporat și necesită numai o tensiune continuă.

Circuitul este un oscilator AF dublu pentru comanda buzerelor pasive. El asigură un sunet de ieșire mai bogat decât cel ce se poate obține în mod obișnuit de la un buzer piezo, datorită utilizării a două oscilatoare, N1 și N2, ale căror semnale de ieșire sunt cuprinse între 1 și 10 kHz. Porțile N3 și N4 formează un bistabil R-R care este comandat de ieșirile lui N1-N2 și atacă direct buzerul. Compoziția spectrală a semnalului de ieșire este cât se poate de complexă, datorită prezenței atât a notelor fundamentale cât și a frecvențelor diferență și sumă.



Timbrul astfel obținut variază ca o funcție a raportului dintre frecvențele oscilatorului, care sunt reglabile cu ajutorul semireglabilelor P1-P2.

Observați că diodele D1 - D2 reduc factorul de umplere al semnalelor oscilatorului la aproximativ 25%. Efectele optime sunt obținute când între frecvențele oscilatorului se fixează un raport simplu, de exemplu 3:4. Forma de undă rezultată astfel este întotdeauna compusă din semnale dreptunghiulare, dar acestea diferă ca perioadă, pentru a asigura producerea de către buzer a unui sunet suficient de agreabil.

Etajul de comandă a buzerului este comandat de un nivel logic aplicat în punctul X. Curentul de repaus consumat este practic neglijabil, în timp ce, în starea activată, circulă circa 10 mA.

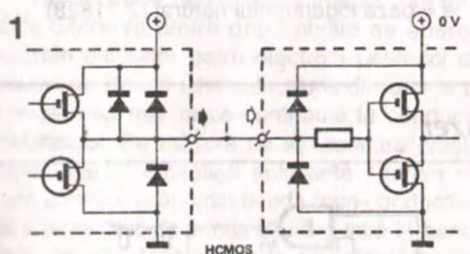
094 *Combinații de circuite numerice*

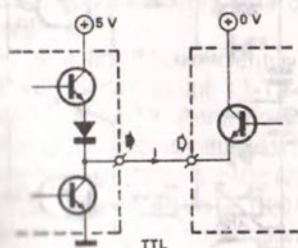
Te minunezi de ușurința cu care mulți electroniști amatori combină toate felurile de circuite numerice în scheme. Totuși, uneori, au un sentiment de nesiguranță: trebuie alimentate toate de la aceeași sursă, sau de la mai multe, sau dacă este permis să fie mai multe surse de alimentare? Și în ce succesiune ar trebui conectate? Mai întâi imprimanta, sau computerul?

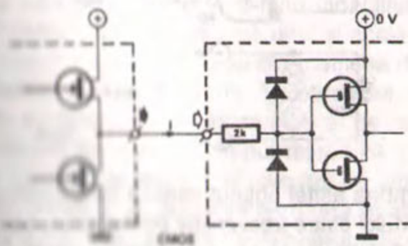
În ingineria numerică, care prin definiție cuprinde un computer, intrările sunt comandate de ieșiri: informația se transferă. Când circuitul integrat care comandă are o sursă de alimentare, dar cel care primește nu are, va apărea un curent, indiferent dacă circuitele sunt TTL sau CMOS. Aceasta este o situație nedorită, deși în mod normal nu produce stricăciuni. Dar curentul apărut poate fi atât de mare încât circuitul integrat care-l generează să nu mai poată funcționa eficient, deoarece tensiunea sa de ieșire, datorată acestui curent mare, devine prea mică. În mod special bistabilele pot fi deranjate de acest lucru. Prin urmare, este posibil ca un anumit echipament să nu lucreze corect din cauză că alt circuit conectat la primul nu are sursă proprie de alimentare.

Această situație poate deveni cu adevărat critică atunci când ieșirile unui circuit integrat sunt terminate în acest fel. În mod obișnuit, un circuit integrat va rezista puțin la una din ieșirile

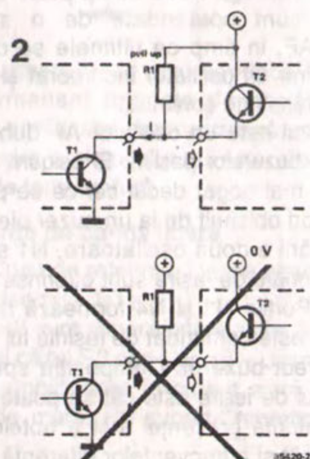
1







2



sale, dar dacă acest lucru se întâmplă la mai multe ieșiri, circuitul integrat își va da probabil duhul. Aceasta se poate întâmpla, de exemplu, în cazul unei interfețe Centronics ale cărei opt linii de date sunt în mod normal comandate de un circuit integrat.

Dar ce pățește circuitul integrat care este alimentat cu curent? Circuitele integrate CMOS sunt în general bine protejate împotriva acestui lucru, iar componentele TTL rezistă și ele bine, în mod normal. Însă alte tipuri nu pot suporta atât de bine acești curenți.

Desigur, producătorii de semiconductoare au fost confruntați cu aceste probleme și au găsit soluții pentru ele. Prin urmare, oricine proiectează și construiește propriile sale circuite trebuie să țină seama de experiențele lor și să fie atenți la regulile următoare:

- Circuitele integrate drivere, fie TTL, fie CMOS, trebuie să aibă o ieșire cu colector în gol.
- Toate ieșirile trebuie să fie prevăzute cu o rezistență suplimentară (rezistență pull-up) la bara pozitivă de alimentare.

Dacă aceste reguli sunt respectate, curentul poate circula numai de la intrare către ieșire (vezi fig. 2). Aceasta nu mai are importanță, deoarece colectorul tranzistorului T1 poate suporta o tensiune destul de mare și, prin urmare, nu se va întâmpla nimic rău. Asigurați-vă că rezistența pull-up este conectată pe partea de intrare, în caz contrar neavând efect.

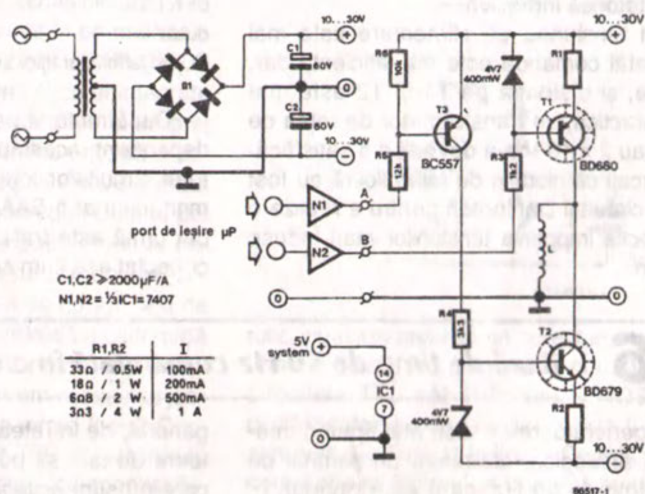
Cât despre problema de la început: nu are importanță care aparat este deschis primul, deoarece producătorii de circuite integrate au asigurat protecția circuitelor de intrare și de ieșire.

095 *Comandă de curent pentru motoarele pas cu pas*

Motoarele pas cu pas au statoare unipolare sau bipolare. În modelele unipolare, fiecare înfășurare a statorului are o priză mediană, care permite inversarea câmpului magnetic prin comutarea de pe una pe cealaltă jumătate a înfășurării. Tipurile bipolare au o singură înfășurare statorică, astfel încât sensul curentului prin ea trebuie schimbat, pentru a realiza inversarea câmpului magnetic. De aici, este clar că, presupunând că cele două motoare au aceleași dimensiuni, tipul bipolar va genera un cuplu mai mare decât modelul unipolar. Există totuși un preț ce trebuie plătit pentru acest cuplu mai mare: comanda unui motor bipolar este mult mai complexă decât a tipului monopolar.

În principiu, comanda pentru motoarele

1



R1,R2	I
33Ω / 0.5W	100mA
18Ω / 1 W	200mA
6Ω8 / 2 W	500mA
3Ω3 / 4 W	1 A

bipolare poate fi obținută prin:

- un circuit în punte, adică patru tranzistoare pentru fiecare înfășurare statorică;
- un circuit în semipunte și sursă de alimentare dublă, adică două tranzistoare pentru fiecare înfășurare statorică;
- un circuit în semipunte cu un condensator mare la ieșire.

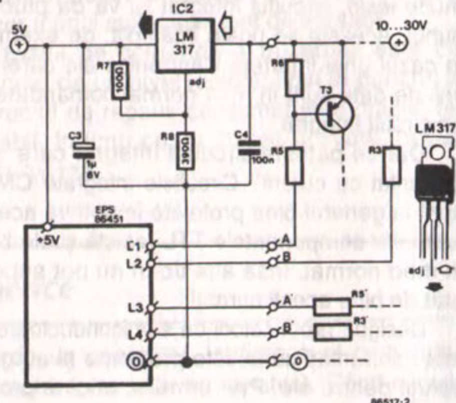
Ultima metodă este total nepotrivită pentru frecvențele scăzute ale pașilor sau în stare de repaus. Dintre celelalte două, în majoritatea cazurilor este de preferat semipuntea, cu toate că este necesară o sursă de alimentare dublă. În acest context, ar trebui remarcat că tensiunea nu trebuie stabilizată deoarece constanța curentului este garantată de dioda Zener și de rezistența de emitor, chiar cu o tensiune de intrare variabilă. Valoarea condensatoarelor de filtrare din sursa de alimentare este determinată de curentul total prin stator și este de minim 2000 µF/A.

În tabelul de mai jos sunt date valorile lui R1 și R2 pentru diferite valori ale curentului prin stator:

R1 & R2	Is
33 Ω; 5 W	100 mA
18 Ω; 1 W	200 mA
6Ω8; 2 W	500 mA
3Ω3; 4 W	1 A

Curentul de comandă asigură o frecvență mai mare, adică frecvența de pornire permisă, deoarece comutația este mai rapidă cu o înfășurare statorică inductivă.

Cu cât tensiunea de alimentare este mai mare, cu atât comanda este mai eficientă dar, din păcate, și disipația pe T1 și T2 este mai mare. În practică, un transformator de rețea de 2 x 12 V sau 2 x 18 V s-a dovedit a fi satisfăcător. Remarcați că diodele de rotire liberă au fost incluse în circuitul Darlington pentru a realiza o bună protecție împotriva tensiunilor mari induse la comutare.



În primă instanță, prototipul a fost utilizat pentru comanda motoarelor pas cu pas cu patru faze, folosindu-se portul de ieșire de opt biți al unui sistem cu microprocesor. Interfața utilizată pentru a obține nivele TTL a fost de tip 7407, care are ieșire cu colector în gol de 30 V. Instrucțiunile de comandă pot fi concepute după cum urmează:

Faza	1		2		3		4		
Bit	7	6	5	4	3	2	1	0	
Octet de ieșire	1	0	1	0	1	0	1	0	poziție inițială
Octet auxiliar	0	0	0	0	0	0	1	1	XOR cu octet de ieșire
Octet O/P nou	1	0	1	0	1	0	0	1	face un pas
Octet auxiliar de rotație dublu*	0	0	0	0	1	1	0	0	reglat pentru pas următor

* Direcția înfășurărilor determină direcția de rotire a motor

Dacă motorul pas cu pas trebuie utilizat independent, acest lucru poate fi realizat cu ajutorul circuitelor integrate ce se găsesc în comerț, cum ar fi SAA1027 sau TEA1012. Acesta din urmă este tratat în circuitul **119** și poate fi conectat așa cum se vede în fig. 2.

096 *Bază de timp de 50 Hz comandată în c.c.*

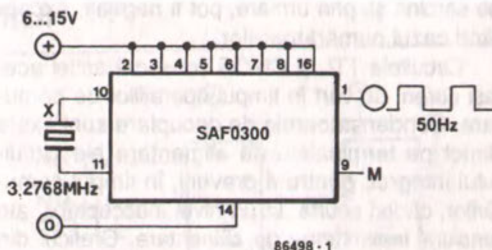
Multe generatoare de tact, atât tipuri numerice cât și analogice, utilizează un semnal de bază de timp de 50 Hz, care este obținut, în general, de la rețea. Pentru ca aceste generatoare de tact să poată funcționa și în locuri în care nu sunt accesibile tensiuni de rețea, cum

ar fi în mașini, nave sau, să zicem, într-un camping, acest circuit pe un singur cip generează un semnal de ieșire dreptunghiular de 50 Hz precis, în timp ce este alimentat de la orice sursă de tensiune continuă cuprinsă între 6 și 15 V (baterie, matrice de baterii solare etc.). Consumul de curent al circuitului este de numai 3 mA (max.).

Tipul SAF0300 produs de ITT Semiconductors necesită numai un cristal pentru a îndeplini sarcina de mai sus, oferind totodată și posibilitatea reglării exacte a frecvenței de ieșire, prin intermediul a șapte biți activi în stare jos, așa cum s-a afișat în tabelul de asignare a pinilor.

Dacă se dorește o frecvență de ieșire de 64 Hz, și nu una de 50 Hz, cristalul poate fi înlocuit cu unul de 4,194812 MHz.

În sfârșit, impulsul de ieșire de 50 (64) Hz are o oscilație de tensiune apropiată tensiunii de alimentare a circuitului integrat și un factor de umplere de 0,5.

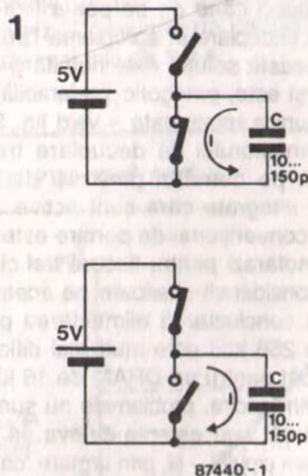


1 Ieșirea 1 (50 Hz)
2 Pin de reglaj 122 ppm
3 Pin de reglaj 61 ppm
4 Pin de reglaj 30,5 ppm
5 Pin de reglaj 15 ppm
6 Pin de reglaj 7,6 ppm
7 Pin de reglaj 3,8 ppm
8 Pin de reglaj 1,9 ppm
9 Pin Test M (fx / 4)
10 Cuplare cristal
11 Cuplare cristal
12 Ieșire punte
13 Ieșire punte
14 Masă, 0
15 Lăsați liberi
16 Tensiune de alimentare

097 Decuplări în circuite logice

Ignorarea importanței unor linii de alimentare decuplate corespunzător este una dintre cele mai serioase erori pe care o poate face un constructor de circuite numerice. Două elemente importante necesită reconsiderarea eficienței decuplării: introducerea seriilor de circuite integrate CMOS rapide HC și HCT și accesibilitatea dispozitivelor RAM (DRAM) din ce în ce mai dinamice. DRAM 41256 de 256 kbit și SRAM CMOS 6264, de exemplu, au devenit circuite integrate utilizate în mod obișnuit și accesibile la un preț de cost relativ scăzut. Răspândirea rapidă a utilizării noilor serii de circuite logice CMOS a creat marea neînțelegere că aceste componente pot fi utilizate fără a fi câtuși de puțin atenți la decuplarea în raport cu barele de alimentare. Totuși, o scădere a consumului de curent față de componentele TTL este fără îndoială o carte albă pentru proiectanții care dau peste cap decuplarea alimentărilor, așa cum vom vedea mai jos.

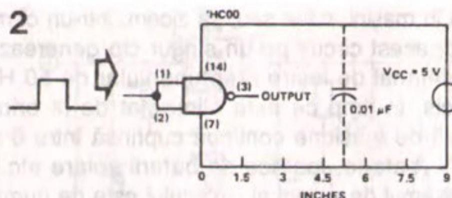
De ce consumă curent un circuit logic? Consumul de curent al circuitelor TTL se datorează în principal rezistențelor interne indispensabile. Structurile CMOS sunt complementare și, teoretic, nu consumă nici un curent în modul *static*. Imediat ce are loc orice fel de comutare, atât în circuitele TTL cât și în cele CMOS, sarcina condensatorului de la ieșire poate fi inversată, așa cum s-a ilustrat în fig. 1. Curenții interni de comutație din circuitul integrat sunt numai o fracțiune a celor necesari pentru capacitatea

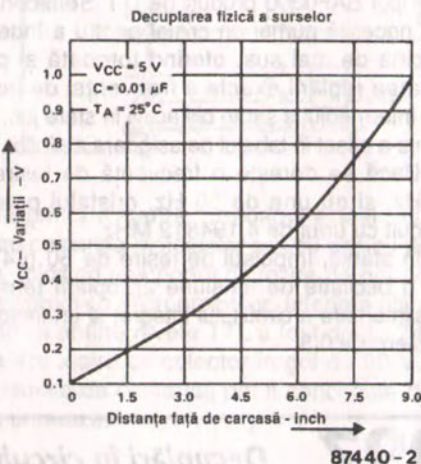


de sarcină și, prin urmare, pot fi neglijați, exceptând cazul numărătoarelor.

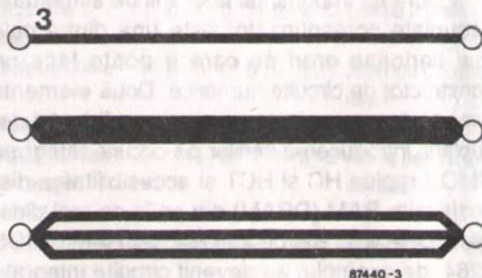
Circuitele TTL și CMOS consumă astfel același curent de vârf în timpul operațiilor de comutare. Condensatoarele de decuplare sunt fixate direct pe terminalele de alimentare ale circuitului integrat, pentru a preveni, în timpul comutărilor, căderi scurte, la un nivel inacceptabil, ale tensiunii instantanee de alimentare. Graficul din fig. 2 este reprodus din catalogul Texas Instruments și dă corelația dintre distanța condensator - capsulă și amplitudinea maximă a vârfurilor tensiunii de alimentare pentru o poartă HCMOS tipică. Aceasta arată fără nici un dubiu că aceste condensatoare de decuplare trebuie fixate cât mai aproape posibil de terminalele pentru alimentare ale circuitelor integrate, pentru a evita inductanța de pierderi a traseelor de alimentare de pe placa de circuit imprimat, chiar dacă acestea au fost cu dibăcie trasate paralele. Adesea, circuitele acordate sunt proiectate cu trasee lungi de alimentare și condensator de decuplare rău plasat. În acest caz, orice vârf este subiectul unor efecte în serie care, ulterior, alterează funcționarea circuitului logic respectiv. Nu este surprinzător că Mullard a recomandat, atunci când este posibil, trasee de alimentare multiple, atunci când nu se poate fixa condensatorul de decuplare în apropierea circuitului integrat. Această soluție este numită o *structură de rastru* și este, categoric, preferabilă variantei cu trasee unice relativ late – vezi fig. 3. Valoarea condensatorului de decuplare trebuie să fie bazată pe numărul previzibil de ieșiri ale circuitelor integrate care sunt active *simultan*. Un punct convențional de pornire este: între 20 și 100 nanofarazi pentru fiecare trei circuite integrate. Considerații ulterioare pe această temă conduc la concluzia că alimentarea pentru un DRAM de 256 kbit este mult mai dificil de decuplat decât pentru un DRAM de 16 kbit, de exemplu. Din fericire, problemele nu sunt atât de severe pe cât s-ar aștepta cineva. În practică, dimensiunea cipului – și, prin urmare, capacitatea parazită – este redusă constant de către producători, al căror scop principal este asigurarea răspunsului optim al componentei electronice la frecvențe de lucru ridicate. Unii producători de DRAM recomandă utilizarea unor condensatoare de decuplare de 330 n (vezi fig. 4), dar în practică nu apar probleme dacă se utilizează valoarea standard de 100 n.

2

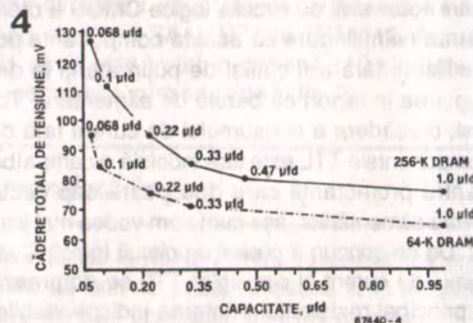




3



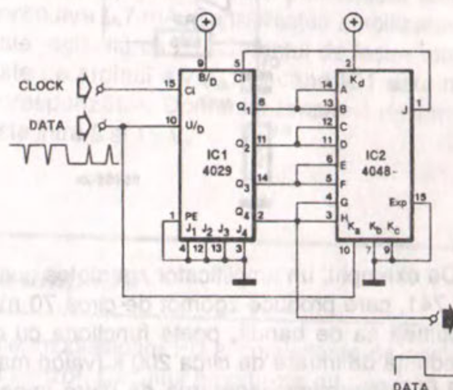
4



098 Supresor de zgomot tip glitch

Impulsurile extrem de scurte, nedorite, cu o perioadă de domeniul nanosecundelor, sunt adesea denumite *glitch*-uri și apar în multe, dacă nu în toate circuitele numerice. Cu toate că circuitul respectiv poate fi proiectat și construit cu o atenție deosebită pentru eliminarea efectivă a zgomotelor de acest tip, nu este întotdeauna posibil să se prevadă efectele zgomotului extern, asupra unui semnal de tact, de exemplu. Filtrul prezentat aici elimină efectiv prezența zgomotelor *glitch* într-o legătură serială de date.

Presupunând că numărătorul IC1 este în stare nulă și că intrarea de date este logic sus, IC2 este configurat ca o poartă ȘI. Ieșirea Q4 a lui IC1 și, în consecință, ieșirea circuitului de suprimare a zgomotului trec sus după opt impulsuri de tact. Un scurt impuls negativ la intrarea de date are ca efect numai câteva impulsuri de tact în plus necesare înaintea activării lui Q4. După alte 8 impulsuri de tact, starea numărătorului este 15. Aceasta determină ca intrarea $\overline{CI}$ ($\overline{CARRY\ IN}$) a lui IC1 să treacă în stare sus, astfel încât semnalul de tact rămâne blocat atâta timp cât intrarea de date este logic sus. Când trece în stare jos, IC2 este configurat ca o poartă NOR, permițând numărarea



inversă în IC1 a tranzițiilor de tact. Ieșirea Q4 trece din nou în stare jos după 8 impulsuri de tact, iar numărătorul este blocat după alte 8 impulsuri. Prin urmare, datele de ieșire filtrate sunt întârziate cu 8 perioade de tact, dar acest lucru este nesemnificativ în aplicația propusă. Frecvența datelor, f[D], depinde de frecvența de tact, f[CL]:

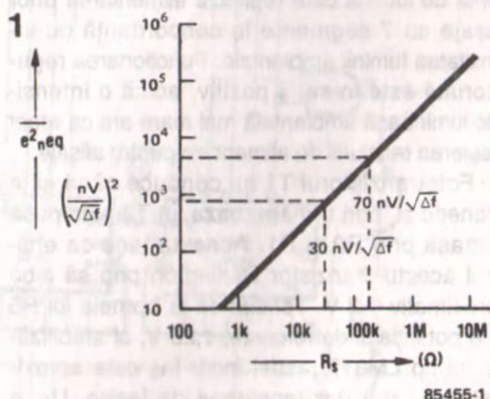
f[D] = f[CL]/16

Frecvența de tact maximă utilizabilă este circa 8 MHz. Consumul de curent al acestui circuit este mai mic de 1 mA.

099 Proiectarea unui amplificator cu zgomot redus

Pentru a proiecta un amplificator cu zgomot redus, nu este suficient numai să se aleagă un amplificator operațional cu zgomot redus, deoarece componentele asociate sunt și ele însele surse de zgomot. Zgomotul într-o rezistență, care este cauzat de mișcarea dezordonată a electronilor, crește cu rădăcina pătrată a variației valorii rezistenței.

În fig. 1 este dată o caracteristică foarte convenabilă pentru determinarea valorilor optime ale rezistenței de intrare. Pe axa y este reprezentat pătratul sumei totale a tensiunii de zgomot produse într-un circuit (în nV pentru lățimea de bandă considerată), iar pe axa x este dată valoarea rezistenței care o produce.



De exemplu, un amplificator zgomotos cum ar fi 741, care produce zgomot de circa 70 nV în lățimea sa de bandă, poate funcționa cu o impedanță de intrare de circa 200 k (valori mai mari vor determina generarea de către impedanța de intrare a unui zgomot mai mare decât cel al amplificatorului operațional!). Pe de altă parte, mai puțin zgomotosul TCA 520, care generează circa 30 nV de zgomot în lățimea sa de bandă, ar trebui să aibă o impedanță de intrare nu mai mare de circa 50 k.

Nu este întotdeauna convenabil să se utilizeze astfel de valori relativ mici pentru rezistență. De exemplu, amplificatorul audio din fig. 2a este conceput pentru a lucra sub 0,3 Hz; din această cauză, constanta de timp τ = RC trebuie să fie extrem de mare. Impedanța de intrare (= sursa) a amplificatorului operațional este determinată în primul rând de R1. Valori mai mici ale acestei rezistențe vor necesita o valoare mai mare pentru C1 și aceasta nu este de acceptat datorită prețului de cost. Soluția acestei probleme este dată în fig. 2b, unde atât amplificarea în c.c. cât și cea în c.a. sunt aceleași ca în fig. 1a, dar, deoarece R1 este de zece ori mai mică, tensiunea de zgomot este redusă de $\sqrt{10}$ ori.

Bibliografie:

Fig. 1: *Intuitive IC opamps (TM Frederiksen – National Semiconductor)*
Fig. 2: *Technical note 068 (Philips)*

100 *Comanda intensității afișajului*

Aceasta este o sursă de tensiune dependentă de lumină care reglează alimentarea unor afișaje cu 7 segmente în concordanță cu intensitatea luminii ambientale. Funcționarea regulatorului este în sens pozitiv, adică o intensitate luminoasă ambientală mai mare are ca efect creșterea tensiunii de alimentare pentru afișaje.

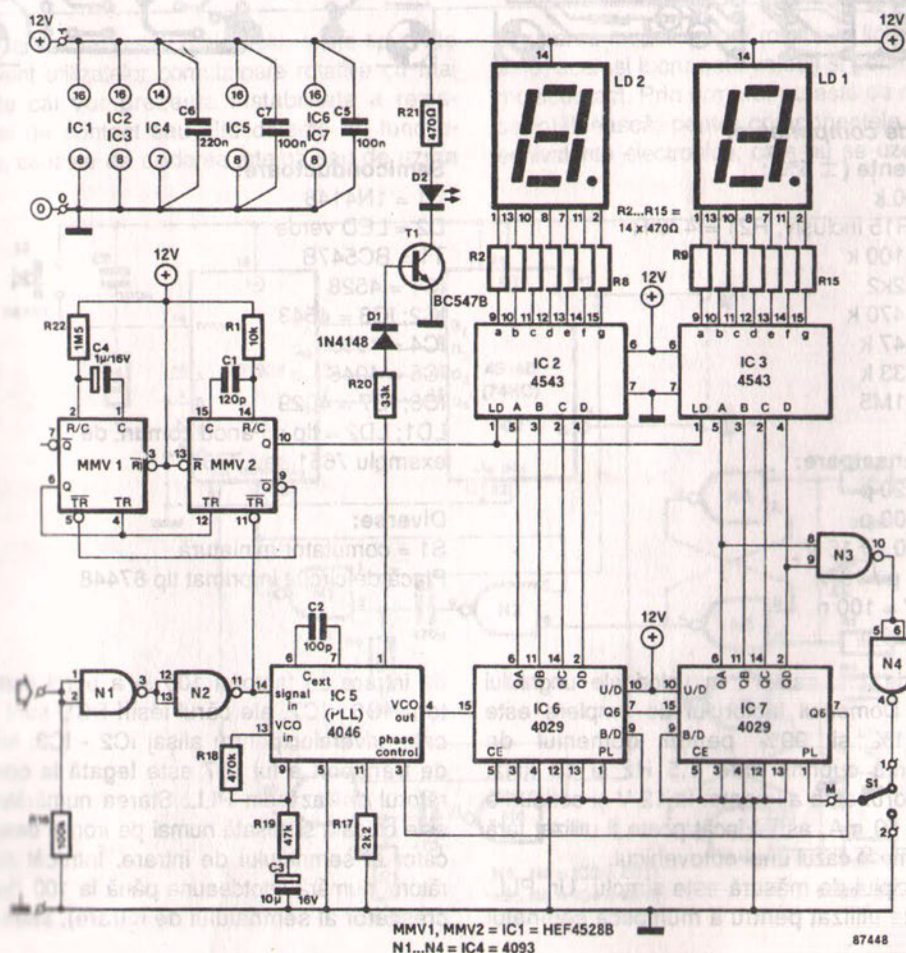
Fototranzistorul T1 nu conduce când este întuneric și, prin urmare, baza lui T2 este pusă la masă prin R2 și P1. Aceasta face ca emitorul acestui tranzistor Darlington pnp să aibă aproximativ 1,2 V. Tensiunea la bornele lui R5 este potențialul de referință, 1,25 V, al stabilizatorului tip LM317, astfel încât I_{R5} este aproximativ 5,7 mA, iar tensiunea de ieșire, U_0, a circuitului este

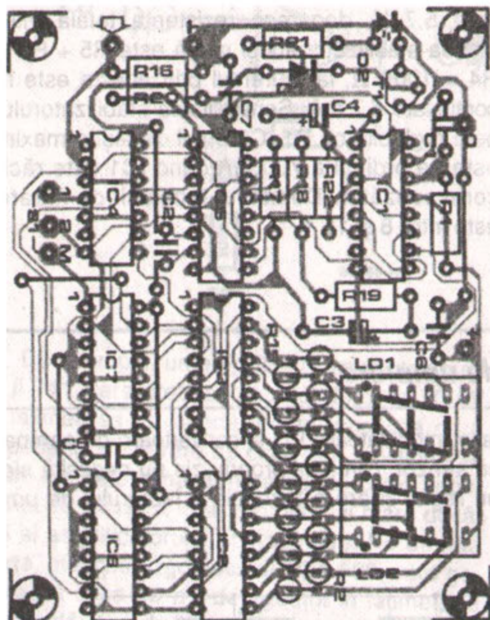
$U_0 = 1,2 + [5,7 \times 10^{-3}(R_5 + R_3)] = 1,2 + 1,82 \approx 3$ volți

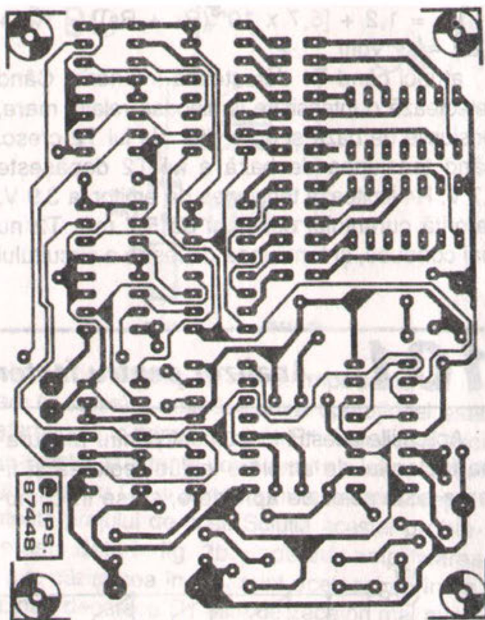
atunci când T1 detectează întuneric. Când detectează o intensitate luminoasă relativ mare, tensiunile de bază și de emitor ale lui T2 cresc. Când tensiunea de bază a lui T2 depășește 2,7 V, R4 limitează tensiunea de emitor la 3,9 V, datorită curentului constant de 5,7 mA. T2 nu mai conduce, și tensiunea de ieșire a circuitului este 5,7 V, deoarece rezistența totală între ieșirea stabilizatorului și masă este R5 + R3 + R4 = 1000 Ω, iar curentul prin acesta este în continuare 5,7 mA. Sensibilitatea stabilizatorului este reglabilă cu P1. Curentul de ieșire maxim este de ordinul a 700 mA când IC1 este răcit corespunzător. Domeniul tensiunii de intrare este între 8 și 15 V.

101 Analizor pentru factorul de umplere

Aplicațiile acestui instrument pentru măsurarea factorului de umplere includ reglarea și fixarea sistemelor de aprindere, surse în comutație, modulatoare PD și convertoare de semnal cu senzor. Circuitul propriu-zis nu necesită nici un reglaj și are o rezoluție a factorului de um-







Lista de componente:

Rezistențe (± 5%):
R1 = 10 k
R2 ... R15 inclusiv; R21 = 470 R
R16 = 100 k
R17 = 2k2
R18 = 470 k
R19 = 47 k
R20 = 33 k
R22 = 1M5

Condensatoare:
C1 = 120 p
C2 = 100 p
C3 = 10 µ / 16 V
C4 = 1 µ / 16 V
C5; C7 = 100 n
C6 = 220 n

Semiconductoare:
D1 = 1N4148
D2 = LED verde
T1 = BC547B
IC1 = 4528
IC2; IC3 = 4543
IC4 = 4093
IC5 = 4046
IC6; IC7 = 4029
LD1; LD2 = tip cu anod comun, de exemplu 7651 sau 7766

Diverse:
S1 = comutator miniatură
Placă de circuit imprimat tip 87448

plere de 1%, sau 1°, în valori ale unghiului dwell. Domeniul factorului de umplere este între 1% și 99% pentru domeniul de frecvență cuprins între 1,5 Hz și 10 kHz. Analizorul este alimentat la 12 V și consumă numai 50 mA, astfel încât poate fi utilizat fără probleme în cazul unui autovehicul.

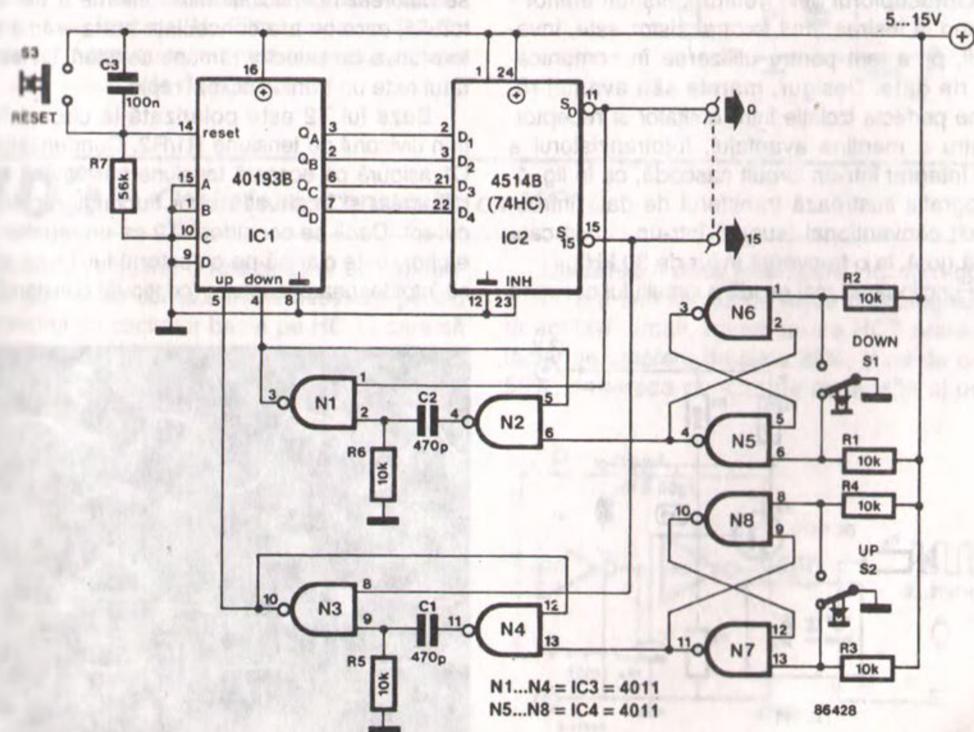
Principiul de măsură este simplu. Un PLL, IC5, este utilizat pentru a multiplica semnalul de intrare cu factorul 100 și a porni numărătorul IC6 - IC7, ale cărui ieșiri BCD sunt aplicate driverelor pentru afișaj IC2 - IC3. Ieșirea de transport a lui IC7 este legată la comparatorul de fază din PLL. Starea numărătorului este blocată și afișată numai pe frontul descrescător al semnalului de intrare. Întrucât numărătorul numără întotdeauna până la 100 (frontul crescător al semnalului de intrare), starea d

ieșire care există pe detecția frontului posterior corespunde procentajului duratei impulsului raportat la perioadă. Exemplu: presupunând că factorul de umplere al semnalului de intrare este 60%, numărătorul este pornit la starea 00 pe frontul crescător al semnalului de intrare și la starea 60 când începe frontul posterior, astfel încât '60' este memorat și afișat. Impulsul de blocare este generat cu ajutorul monostabilului IC1 și al componentelor de temporizare R1-C1, în vreme ce R22-C4 asigură ca afișajul să nu pâlpâie când frecvența de intrare este egală sau apropiată frecvenței de eșantionare. Fiecare valoare de afișat este astfel reținută în jur de 0,5 s. Comutatorul S1 selectează între factorul de umplere (poziția 2, 0 ÷ 99%) și citirile pentru unghiul dwell (poziția 1, 0 ÷ 90°). Ultima scală este obținută prin programarea unui factor de divizare și, în consecință, a unui factor de multiplicare PLL de 90, cu ajutorul porților NAND N3 - N4.

Impedanța de intrare a analizorului pentru factorul de umplere este 100 kΩ. Semnalele de intrare ar trebui să fie de cel putin 8 V_{vv}; pentru creșterea sensibilității, poate fi adăugat un preamplificator adecvat, reglat cu un tranzistor de comutație.

102 Comutator rotativ electronic

Mai devreme sau mai târziu, multe tipuri ale frecvent utilizatelor comutatoare rotative cu mai multe căi vor prezenta instabilitate a rezistenței de contact sau alte defecte de funcționare, cauzate de oxidarea internă sau de uzura și ruperea mecanismului rotativ. În linii mari vorbind, același lucru este valabil și pentru releele multicontact. Prin urmare, nu este de mirare să se întâlnească, pentru componentele amintite, echivalente electronice, care nu se uzează; co-



mutatoare electronice cu n-căi și relee cu semiconductoare sunt accesibile în prezent într-o mare varietate de aranjamente ale contactelor. Schema circuitului dă partea electronică a numărătorului unui comutator rotativ cu 16 contacte al cărui cursor este conectat la masă. Au fost prevăzute două butoane pentru a permite comutatorului să fie „rotit" în sens direct (sus) sau invers (jos).

Bistabilele N5 - N6 și N7 - N8 furnizează un nivel logic jos stabil pentru monostabilele N1 - N2 și, respectiv, N3 - N4, pentru ca acestea din urmă să poată genera impulsuri cu durată aproximativă de 3,5 µs pentru intrarea respectivă a numărătorului reversibil IC1. Fronturile crescătoare ale impulsului (impulsurilor) reversibile determină generarea de către circuitul integrat, la ieșirile sale Q_A ... Q_D, a codului binar corespunzător. Aceste ieșiri sunt conectate direct la intrările D1 ... D4 ale decodorului cu reținere 4 din 16, IC2, care, la rândul lui, activează următoarea ieșire cea mai puțin semnificativă sau cea mai semnificativă, S0 ... S15, dacă a fost acționat butonul corespunzător de comandă. S-a prevăzut posibilitatea „opririi" comutatorului dacă acesta atinge prima sau a șaisprezecea sa poziție, condiție care are ca rezultat blocarea monostabilului în poziție logic sus sau jos. Alte configurații ale comutatoarelor pot fi definite prin utilizarea corectă a ieșirilor active jos pentru blocarea porților N2 și N4 când este atinsă poziția de stop dorită.

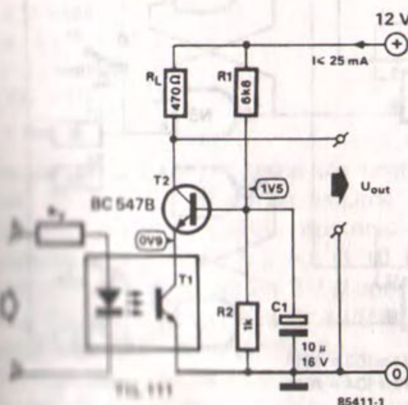
În final, butonul S3 resetează numărătorul IC și, în consecință, determină activarea ieșirii S0 a lui IC2, care este de asemenea și poziția acestui comutator electronic rotativ la punerea sub tensiune.

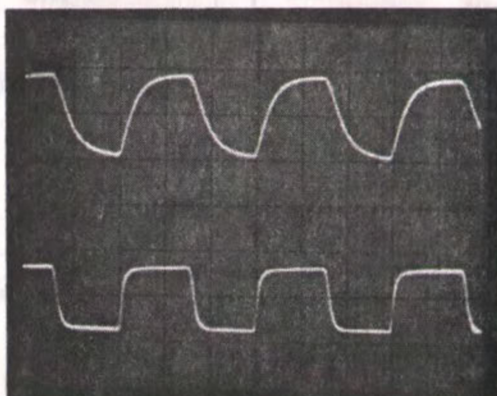
103 *Optocuplor rapid*

Optocuplorul din circuitul obișnuit emitor - comun la ieșirea unui fototranzistor este, invariabil, prea lent pentru utilizarea în comunicațiile de date. Desigur, marele său avantaj rămâne perfecta izolație între emițător și receptor. Pentru a menține avantajul, fototranzistorul a fost integrat într-un circuit cascodă, ca în fig. 1. Fotografia ilustrează transferul de date într-un circuit convențional (sus) și într-un circuit cascodă (jos), la o frecvență în jur de 30 kHz.

Funcționarea mai rapidă a circuitului cascodă se datorează capacității Miller interne a tranzistorului, care nu are consecințe atâta vreme cât tensiunea de colector rămâne constantă. Rezultatul este un tranzistor mai rapid.

Baza lui T2 este polarizată la circa 1,5 V prin divizorul de tensiune R1/R2. Condensatorul C1 asigură ca această tensiune să rămână stabilă chiar și în situația unor fluctuații rapide în curent. Dacă se consideră T2 ca un repetor pe emitor, este clar că pe colectorul lui T1 se aplică întotdeauna o tensiune (continuă) constantă și





aceasta face inactivă capacitatea Miller (bază-colector). Un dezavantaj al optocuplorului rapid este că semnalul de ieșire nu coboară până la 0 V, ci, în cel mai bun caz, până la 1 V. Componentele TTL nu agreează aceasta, datorită tensiunii de 12 V furnizate de acest circuit. În principiu, circuitul poate lucra începând de la 5 V, cu condiția ca R1 să fie modificată corespunzător, dar este mai bine să se utilizeze componente CMOS.

În timpul experimentării trebuie avută grijă să nu se depășească maximul curentului prin LED (în TIL 111), de 100 mA (aceasta este motivația rezistenței de balast R_V). Valoarea lui R_V este calculată din:

$$R_V = [(U_{in} - 1,5) / I_{LED}]\ \Omega$$

unde U_{in} este în volți și I_{LED} este în amperi.

104 Optoizolator rapid

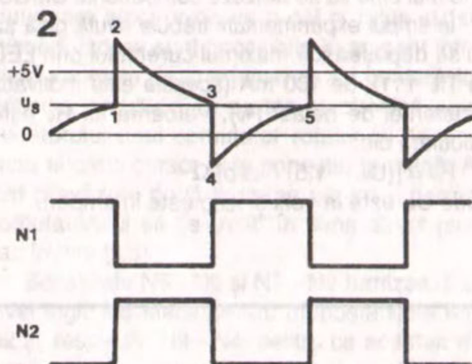
Când un computer comandă periferice, adesea este necesar ca legăturile la masă să fie izolate electric unele față de altele. Cea mai simplă cale de a rezolva aceasta este cu un transformator de separație. Totuși, când sistemul funcționează la frecvențe înalte, este mult mai bine să se folosească un optoizolator ca acela propus aici, deoarece el este capabil să urmărească transferul rapid de date.

Optoizolatorul este comandat printr-o poartă TTL. Tranzistorul din opto-izolator comandă comparatorul IC1. Pragul de basculare al acestui dispozitiv este fixat cu P1. Filtrul trece-jos R2-C1 împiedică bascularea eronată a comparatorului de către impulsurile de zgomot.

105 Oscilatoare construite cu HC

Două inversoare, o rezistență și un condensator sunt toate componentele necesare pentru a construi un oscilator bazat pe HC(T) care să funcționeze sigur până la circa 10 MHz. Acest tip de circuit este binecunoscut și este dat în fig. 1a.

Utilizarea a două inversoare HC dă o bună simetrie a semnalului de ieșire dreptunghiular. În același circuit, inversoarele HCT oferă un factor de umplere de circa 25%, și nu de circa 50%, deoarece punctul de comutație al unor



inversoare HC și HCT este ½V_{CC} și, respectiv, puțin sub 2 V.

Când tensiunea de alimentare pentru oscilator este cuplată, inițial C nu este încărcat, iar ieșirile lui N1 și N2 sunt la același nivel logic. Condensatorul C este apoi încărcat, prin R, până ce a atins tensiunea care corespunde tensiunii de basculare, Us, a lui N1. Presupunând că, inițial, ieșirea lui N2 este logic jos, forma de undă a semnalului de la intrarea lui N1 este, în principiu, ca aceea din fig. 2. Când C este încărcat până la nivelul 1, ieșirea lui N1 basculează și același lucru se întâmplă cu ieșirea lui N2. Aceasta are ca efect creșterea, prin C, a tensiunii la intrarea lui N1 la aproximativ 1,5 V_{CC}, astfel încât C este încărcat invers până la nivelul 3. De aici încolo, amplitudinea se schimbă într-un mod de inversare în oglindă, pentru a atinge iarăși starea inițială (nivelul 5 este identic cu 1) și circuitul oscilează. În practică, curba din fig. 2 este ușor aplatizată, deoarece vârfurile la nivelele 2 și 4 sunt fixate intern în inversoare la +5 V și 0 V de către circuitele de protecție.

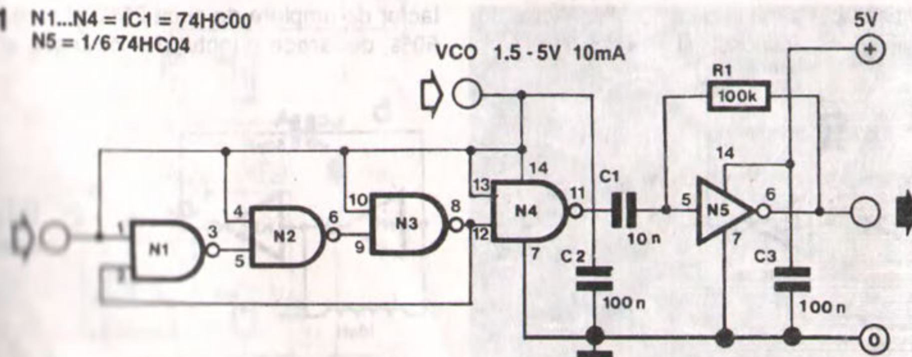
Dacă oscilatorul trebuie să funcționeze peste 10 MHz, rezistența este înlocuită cu o mică bobină, așa cum se poate vedea în fig. 1b.

Frecvența de ieșire a circuitului din fig. 1a este aproximativ 1/1,8RC și poate fi modificată prin conectarea în serie cu R a unui semireglabil de 100 k. Soluția adoptată pentru oscilatorul din fig. 1b este chiar mai simplă: C este un condensator trimer de 50 pF.

106 VCO cu HCMOS

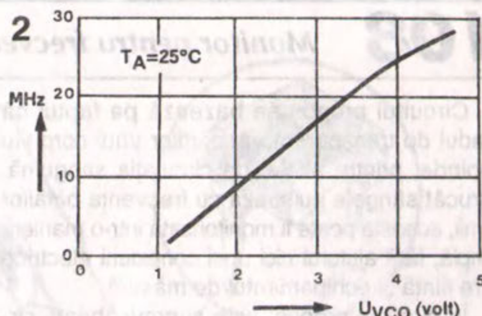
Proiectanții abili încearcă întotdeauna să utilizeze circuitele integrate și în alte aplicații decât cele care au fost gândite inițial. În acest circuit pentru oscilatorul comandat în tensiune (VCO) este utilizat un membru al noii familii HCMOS. Acest lucru s-a obținut prin utilizarea caracteristicii familiei HCMOS de a lucra cu o tensiune de alimentare între 2 și 6 V. Oricum, la 6 V aceste circuite integrate sunt mai rapide decât la 2 V.

În circuitul dat, o „tensiune de alimentare" variabilă între 1,5 și 5 V este utilizată ca semnal



de intrare pentru oscilatorul care constă din trei porți NAND în cascadă. VCO funcționează în modul următor: un 1 logic la pinul 2 determină un 0 logic la pinul 3; acesta devine un 1 logic la pinul 6 și un 0 la pinul 8. Oricum, pinul 8 este conectat la pinul 2 care, prin urmare, nu mai este 1, ci devine 0. Acest 0, datorită timpilor de întârziere ai porților, apare ca 1 logic, mai târziu, la pinul 2. Și așa mai departe: oscilatorul funcționează! Poarta N4 funcționează ca buffer pentru ieșirea oscilatorului.

Deoarece tensiunea de vârf de la ieșire nu poate fi mai mare decât tensiunea de alimentare, adică decât tensiunea de intrare în oscilator, nivelul său trebuie să fie adaptat nivelelor din restul circuitului care, în mod normal, vor fi 5 V. Acest lucru este asigurat de inversorul N5, care este alimentat de la o sursă autentică de 5 V. Datorită rezistenței de reacție R1, inversorul este montat ca un amplificator liniar. Prin urmare, este suficient de sensibil pentru a amplifica semnale pozitive între 2 și 5 V.



Caracteristica din fig. 2 arată că VCO este satisfăcător de liniar. Alte frecvențe de ieșire nu sunt posibile cu circuitul din fig. 1, decât dacă numărul de porți din oscilatorul propriu-zis este extins cu un număr par de porți identice care cresc timpii totali de întârziere, astfel încât frecvența să poată fi micșorată. De asemenea este posibil să se adauge divizoare în circuitul de ieșire.

107 Oscilator bazat pe HCU / HCT

Când stabilitatea frecvenței nu este de primă importanță, un oscilator numeric de tact, simplu și sigur, poate fi construit cu ajutorul câtorva componente.

Inversoarele foarte rapide CMOS (HCU / HCT) sau porțile cu funcție de inversor sunt deosebit de adecvate pentru construirea unor astfel de oscilatoare, mulțumită consumului lor redus de putere, semnalului de ieșire cu o bună definiție și domeniului mare de frecvență.

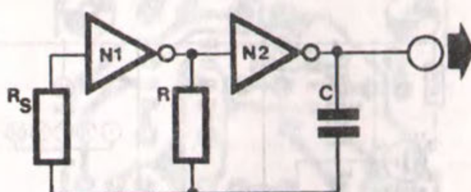
Circuitul dat utilizează două inversoare dintr-un circuit 74HCT04 sau 74HCU04. Ecuațiile de bază pentru proiectare sunt:

pentru HCU: f = 1/T; T = 2,2RC; 3 V < V_{cc} < 6 V; Ic = 13 mA

pentru HCT: f = 1/T; T = 2,4RC; 4,5 V < V_{cc} < 5,5 V; Ic = 2,25 mA

$R_S \geq 2R$ $1\ k\Omega \leq R \leq 1\ M\Omega$ $C \geq 10$ nF

Cu Rs și R calculate pentru o frecvență dată și pentru valoarea lui C, ambele rezistențe pot fi realizate ca semireglabile, pentru a facilita fixarea precisă a frecvenței de ieșire și a factorului de umplere. Oricum, nu trebuie să uitați să montați rezistențe din serii mici în serie cu semireglabilele, cu respectarea valorilor minime pentru R și Rs, așa cum au fost date în ecuațiile de proiectare. Valorile menționate pentru Ic sunt valabile numai dacă intrările porților rămase sunt legate la masă.



Bibliografie: *Philips CMOS Designers Guide*, ianuarie 1986, pag. 105 și urm.

108 Monitor pentru frecvența cardiacă

Circuitul propus se bazează pe faptul că gradul de transparență al părților unui corp viu depinde, printre altele, de circulația sanguină. Întrucât sângele pulsează cu frecvența bătăilor inimii, aceasta poate fi monitorizată într-o manieră simplă, fără ajutorul nici unei conexiuni electrice între ființă și echipamentul de măsură.

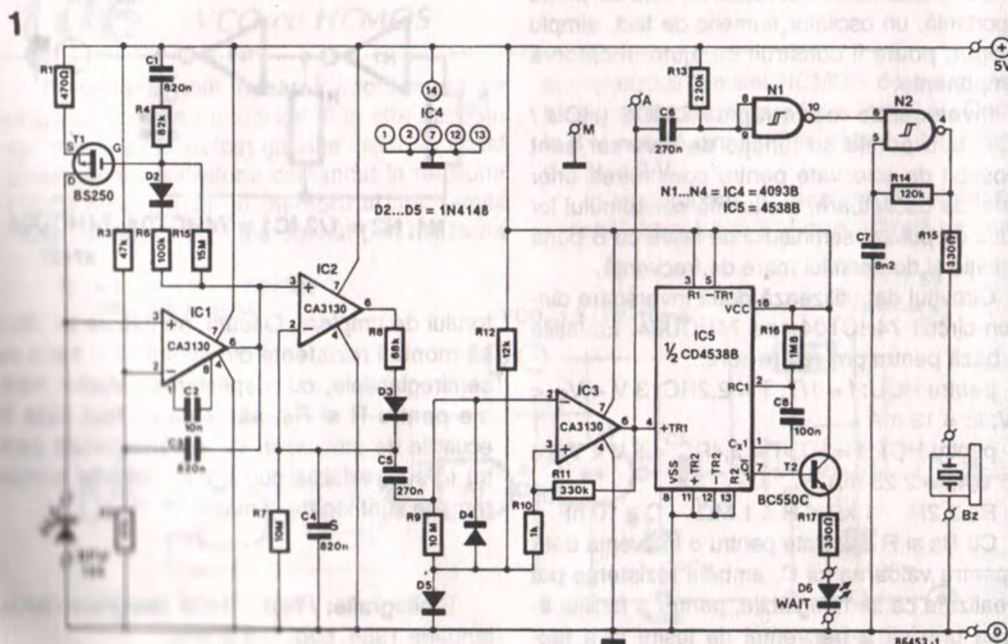
În circuitul propus, este supravegheată circulația sângelui prin deget. Pentru eliminarea erorilor cauzate de poziția degetului, dioda receptoare este inclusă într-o buclă.

Intrarea pozitivă (terminalul 3) a circuitului integrat este menținută la aproximativ 2,5 V. Amplificarea dispozitivului este determinată de raportul R5:R4. Rețeaua R6-D2 asigură stabilizarea rapidă a circuitului. Semnalul amplificat este redresat de IC2. Constantele de timp R8-C4 și R7-C4 sunt alese astfel încât potențialul la pinul 2 al lui IC2 să aibă formă de dinți de ferăstrău. Circuitul CA3130 folosit pentru IC3 funcționează ca trigger. Semnalul de ieșire poate, de exemplu, să fie aplicat portului de intrare al unui computer. Dacă nu este accesibil sau considerat necesar un computer, pulsul poate fi auzit cu un buzer piezoelectric comandat de porțile N1 și N2.

Circuitul IC5 furnizează o indicație WAIT (așteaptă) care arată când circuitul este stabilizat și gata de utilizare. Programul este compilat în felul următor: se așteaptă un front anterior, apoi se numără până apare următorul front anterior. Numărul este transformat într-un număr per minute și acesta este afișat pe ecranul monitorului. Oricum, bătăile inimii nu sunt constante, lucru care apare suficient de clar ascultând buzerul sau observând ecranul monitorului. Prin urmare, este recomandabil să se calculeze o medie pentru șaizeci de secunde, de exemplu. În acest caz, este posibil să se afișeze valoarea instantanee, valoarea medie în decursul a 60 de secunde și tendința de creștere sau de scădere a ritmului cardiac.

Odată ce programul funcționează satisfăcător, devine interesant să se afișeze pe ecran semnalul real. În cazul în care computerul utilizat conține un convertor analogic-numeric, pentru afișare poate fi utilizat semnalul de ieșire al lui IC1.

1



2

86453-2

3

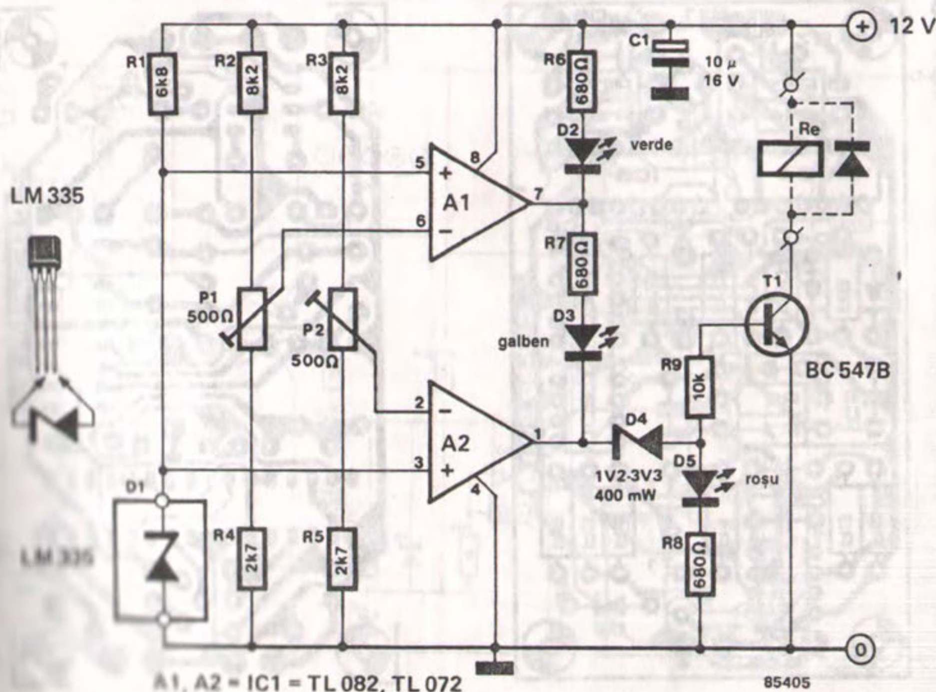
109 *Supraveghetor pentru radiatoare*

În aproape orice echipament în care se consumă o cantitate rezonabilă de energie există obligativitatea să fie cel puțin un radiator care să permită semiconductoarelor de putere să scape de încălzirea lor excesivă. Dimensionarea radiatorului este determinată în mod obișnuit pe baza temperaturii maxime admisibile a cipului cu siliciu: o metodă mai degrabă empirică.

Supraveghetorul pentru radiator descris aici supraveghează constant temperatura radiatorului. Când această temperatură rămâne sub 50 ... 60°C , LED-ul verde se aprinde; între aceste temperaturi și 70 ... 80°C se aprinde LED-ul galben (portocaliu); iar peste 70 ... 80°C se aprinde LED-ul roșu. De asemenea există posibilitatea includerii unui releu cu care, de exemplu, poate fi deconectată sarcina.

În esență, circuitul este un comparator cu fereastră în care senzorul D1 asigură o tensiune de comandă care crește cu 10 mV per grad Celsius. Dacă tensiunea senzorului este mai mică decât tensiunea la cursoarele lui P1 și P2, ieșirile amplificatoarelor operaționale A1 și A2 sunt jos, iar D2 se aprinde. Când tensiunea la bornele lui D1 o depășește pe cea de la cursorul lui P1, dar este sub cea de la cursorul lui P2, ieșirea lui A1 este sus, astfel încât D2 se blochează și D3 se aprinde. Când tensiunea senzorului crește și peste valoarea de la cursorul lui P2, ieșirea ambelor amplificatoare operaționale este sus: atunci se aprinde numai D5, iar tranzistorul T1 este în conducție. Dioda Zener D4 asigură ca D5 să lumineze intens și ca T1 să conducă ferm.

Pentru a calibra aparatul, se plasează senzorul, împreună cu un termometru calibrat, într-un recipient cu apă care este apoi încălzit. Se fixează P1 pe minim și P2 pe rezistență maximă. Cu P1 se fixează trecerea de la verde la galben (portocaliu) între 50 și 60 grade Celsius. Apoi se fixează cu P2 trecerea de la galben (portocaliu) la roșu între 70 și 80 grade Celsius. Senzorul poate fi apoi fixat definitiv pe radiator.



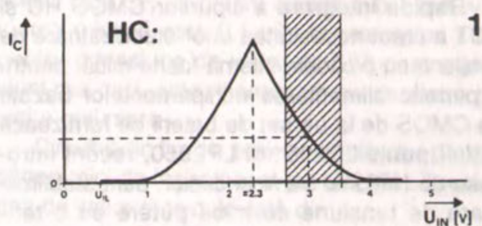
110 Familii logice

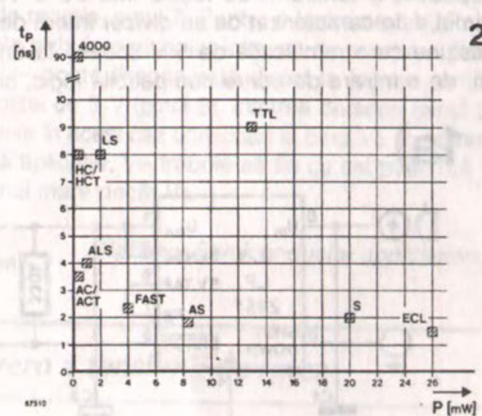
Introducerea noilor tehnici CMOS, mai rapide, a dus la creșterea considerabilă a numărului de familii logice accesibile. Bineînțeles, aceasta poate duce la confuzii în rândurile proiectanților și utilizatorilor de circuite logice. Până acum câțiva ani, erau cunoscute în general 3 familii: seria CMOS 4xxx; seria TTL 74xx; și seria Shottky de mică putere 74LSxx. Cipurile TTL și LS sunt reciproc interschimbabile, dar TTL consumă considerabil mai mult curent pentru aceeași viteză de comutație. Seria 4xxx este de circa 10 ori mai lentă decât familia TTL, dar este mai economică din punct de vedere al consumului de curent. În multe cazuri, cipurile TTL nu mai sunt considerate corespunzătoare pentru o proiectare modernă.

Noile familii CMOS HC și HCT sunt la fel de rapide ca și cele TTL și LSTTL și au un consum de curent mult mai redus. Cipurile HCT pot funcționa în circuitele bazate pe LS, cu condiția ca ele să nu fie comandate cu TTL sau LS. Aceasta se întâmplă din cauza nivelelor de comutație definite diferit. Este totuși posibil să se utilizeze un HCT pentru a comanda HC. Cu acestea în minte, este posibil să se înlocuiască familia LS cu familia HC. Acest lucru este preferabil deoarece familia HC oferă cea mai bună imunitate la zgomot.

Fig. 1 dă consumul de curent al unei porți HCMOS în funcție de tensiunea de intrare. Aria hașurată reprezintă tensiunea de ieșire (logic sus) a unui cip LS. De aici pot fi extrase două concluzii. Mai întâi, toleranța zgomotului este foarte îngustă: poarta HC vede deja 2,7 V ca nivel logic înalt. În al doilea rând, consumul de curent al porții este cu câțiva mA mai mare decât este necesar. Prin urmare, deși utilizabilă în practică, comanda unui HC cu LS nu este recomandabilă.

Recent a fost introdusă o altă familie logică: FACT (Fairchild Advanced CMOS Technology), numită de către alți producători de circuite integrate și ACL (Advanced CMOS Logic). Există două versiuni: AC și ACT. ACT, ca și HCT, este perfect compatibil LS, în timp ce AC dă aceleași probleme de comandă ca și HC. Ambele





serii sunt, tipic, de 2 ÷ 3 ori mai rapide ca LS sau HC.

În fig. 2 este dată corelația dintre întârzierea de propagare, t_P, și consumul de putere, P, pentru diferite familii logice. Se va observa că familiile CMOS moderne sunt aproape la fel de rapide ca seriile ECL, renumite și astăzi pentru viteza lor imbatabilă. Prin urmare, este de așteptat ca un echivalent CMOS să egaleze curând seria ECL și astfel ECL va deveni treptat scoasă din uz.

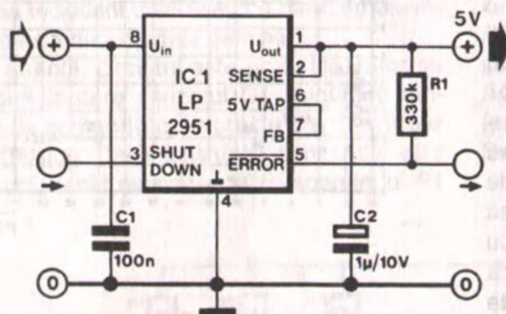
Înlocuirea în circuitele existente a cipurilor bipolare cu cele de tip CMOS nu este foarte utilă dacă sunt implicate frecvențe relativ ridicate. În sfârșit, o metodă empirică pentru lucrul cu cipuri din familii diferite într-un singur circuit: *HCT poate înlocui LS, numai comandat de LS.*

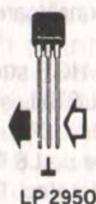
Pentru lectură suplimentară:
RCA CMOS Databook
Fairchild FACT Logic Data Book

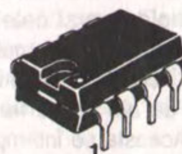
111 Stabilizator cu cădere mică de tensiune

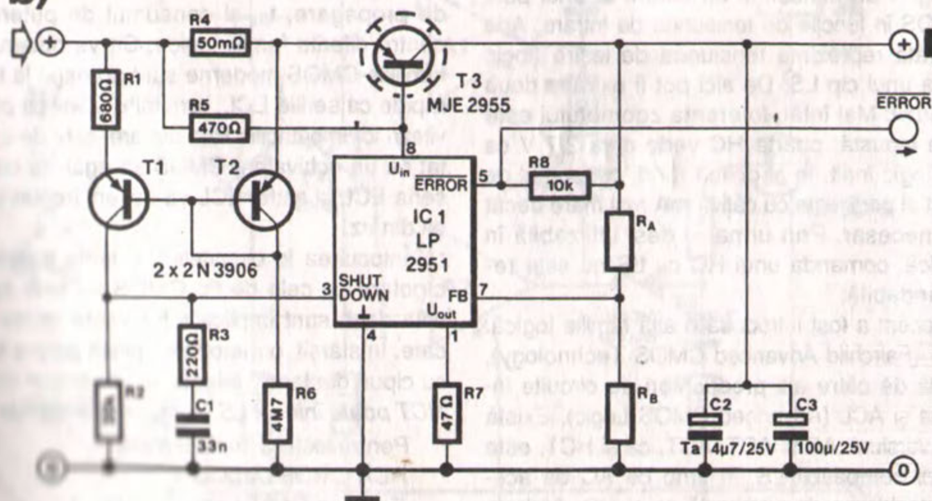
Rapida integrare a cipurilor CMOS HC și HCT a creat necesitatea unor stabilizatoare de tensiune cu o cădere internă foarte mică, pentru a permite alimentarea echipamentelor bazate pe CMOS de la un set de baterii ce furnizează 6 V. Tipurile LP2951 și LP2950, recent introduse de National Semiconductor, sunt stabilizatoare de tensiune de mică putere cu o tensiune de ieșire variabilă între 1,24 și 29 V și, respectiv, o tensiune de ieșire fixă de 5 V. Primul este caracterizat de un divizor intern de tensiune cu o ramificație de 5 V scoasă la un pin, de o intrare de oprire compatibilă logic, și de o ieșire cu colectorul în gol $\overline{ERROR}$ care previne o tensiune mică de ieșire datorată adesea unei tensiuni de baterie insuficiente la intrare. Ieșirea ERROR este deosebit de folositoare pentru un sistem de avertizare din timp, care determină ca microprocesorul să fie resetat corect înainte ca tensiunea de alimentare să cadă la un nivel care ar putea deranja funcționarea sistemului pe care-l comandă.

Tensiunea ce cade pe LP2951 este de numai 0,4 V la un curent de sarcină de 100 mA, astfel că, pentru a alimenta un circuit cu 5 V,









poate fi utilizat un pachet de baterii de 6 V. Consumul de curent de repaus al stabilizatorului este în jur de 12 mA pentru un curent de ieșire de 100 mA. Acesta este foarte mare comparativ cu un regulator convențional din familia 78xx și se datorează în principal tranzistorului stabilizator intern serie adus la saturație, situație ce duce la existența unui factor de amplificare în curent relativ mic (curentul de bază trece prin linia de revenire la masă, în loc să treacă prin sarcina de ieșire, așa cum se întâmplă la stabilizatorul tipic 78xx).

Circuitul dat în fig. 1a ar trebui alimentat de la o tensiune de intrare mai mare de 5,4 V, în timp ce curentul său maxim de ieșire este 100 mA. Rețineți că și LP2950 și LP2951 conțin circuite interne de limitare a curentului și a temperaturii. Condensatorul de decuplare de la ieșirea stabilizatorului trebuie să fie de tipul cu tantal, de bună calitate, fixat cât mai aproape posibil de pinii 1 și 4. La curenți de ieșire relativ mici, în această poziție este necesară o capacitate mai mică. Pentru curenți sub 10 mA, sunt suficienți 0,33 μF, iar pentru curenți sub 1 mA, valoarea minimă este 0,1 μF. Aceste valori sunt pentru o tensiune de ieșire de 5 V; pentru tensiuni mai mici, este necesar un condensator de ieșire mai mare.

Circuitul din fig. 1b este un stabilizator pentru căderi mici de ieșire bazat pe LP2951. Tensiunea de ieșire este calculată din:

$$V_O = (1 + R_A / R_B) \cdot 1{,}23\ V$$

unde 1,23 este pentru tensiunea la intrarea de reacție, pinul 7. Pentru o ieșire de 5 V, R_A și R_B trebuie omise, iar intrarea de reacție – pinul 7 – poate fi conectată direct la ieșirea ramificației de 5 V (pinul 6). Intrarea de sens (pinul 2) este în acest caz conectată la bara V_O. În această aplicație, V_{in} trebuie să fie cu cel puțin 0,5 V mai mare decât V_O.

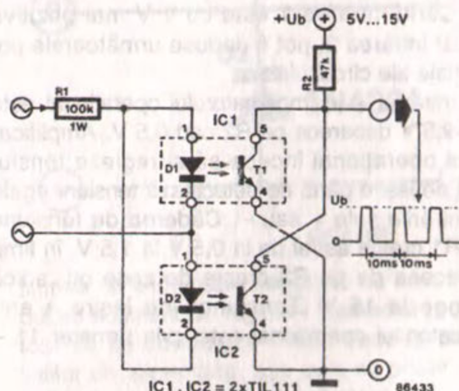
(National Semiconductor applications)

112 Detector de trecere prin zero a tensiunii de rețea

Fiabil și remarcabil de ușor de construit, acest circuit detectează momentele trecerii prin zero ale tensiunii de rețea, cu scopul de a transmite altor circuite informații de timp pentru momentul corect de comutare a sarcinilor conectate la rețea; cu alte cuvinte, când este vorba de cea mai mică disipare posibilă la comutație și deci de cea mai mică interferență indusă în liniile de rețea.

Circuitul propus funcționează direct de la rețea, deși este compus din numai două optocuploare și două rezistențe. Se observă că fotodiodele D1 și D2 sunt conectate antiparalel și sunt alimentate de la tensiunea de rețea printr-o rezistență care limitează la circa 2 mA curentul prin dioda corespunzătoare, D1 sau D2, deoarece aceasta conduce (adică se aprinde) în timpul semiundei negative sau pozitive a tensiunii sinusoidale de rețea; în fiecare caz, tensiunea de ieșire a circuitului este jos, deoarece fototranzistorul asociat conduce și preia, prin R2, curent de la +Ub.

Totuși, în momentul trecerii prin zero, nu conduce nici una din diode și tensiunea la ieșirea circuitului crește până aproape de nivelul +Ub,



de unde și trenul de impulsuri de 100 Hz.

Valoarea lui R2 trebuie adaptată cu nivelul +Ub și cu valoarea tipică a curentului de colector prin fototranzistor specificată de producător. Pentru tipul TIL111, curentul nu trebuie să depășească circa 50 mA. Tipul de optocuplor utilizat în circuit nu trebuie să fie foarte critic, dar valoarea lui R1 a trebuit să fie lăsată cel mai bine la cei 100 k indicați, pentru ca dioda să nu intre într-o disipație exagerată.

113 *Sursă de curent cu amplificator operațional*

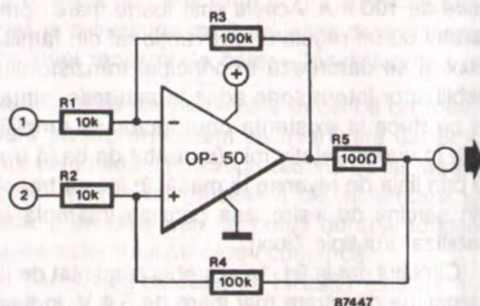
O sursă de curent bazată pe un singur amplificator operațional este chiar mai puțin cunoscută decât combinația dintre un amplificator operațional și un tranzistor. Totuși, acest din urmă circuit poate genera numai un curent unidirecțional și trebuie să conțină o referință stabilă capabilă să asigure curentul necesar. Circuitul propus aici este diferit de schema obișnuită a surselor de curent, deoarece are o intrare diferențială adevărată, de mare impedanță.

Deși în acest circuit se utilizează un număr mic de componente, funcționarea sa nu este evidentă la o simplă privire. Un exemplu de calcul poate ajuta la clarificarea funcționării acestei surse de curent.

Presupunând că la intrarea 2 sunt aplicați 10 V și la ieșire avem 4,5 V, tensiunea ce cade pe R2 este 0,5 V, iar cea de pe R4 este 5 V. Reamintim că tensiunea de ieșire a unei surse de curent este determinată de valoarea rezistenței externe. Curentul ce o străbate dă naștere unei căderi de tensiune care nu trebuie să fie constantă.

Când intrarea 1 este cu 1 V mai pozitivă decât intrarea 2, pot fi deduse următoarele potențiale ale circuitului:

Intrarea + a amplificatorului operațional este la +9,5 V deoarece pe R2 cad 0,5 V. Amplificatorul operațional începe să-și regleze tensiunea de ieșire până ce detectează tensiuni egale la intrările sale + sau –. Căderea de tensiune pe R1 crește astfel de la 0,5 V la 1,5 V, în timp ce aceea de pe R3 crește de zece ori, adică ajunge la 15 V. Tensiunea de ieșire a amplificatorului operațional este, prin urmare: 11 – 1,5 – 15 = –5,5 V. Când se solicită ca tensiunea de ieșire a circuitului să fie +4,5 V, căderea pe R5 crește la 4,5 – (–5,5) = 10 V. Întrucât R5 = 100R, curentul este 10/100 = 100 mA.



De asemenea, este posibil să se stabilească și curentul de ieșire al circuitului. Amplificarea este 10 (R3/R1), iar tensiunea de ieșire este accesibilă pe R5, care suportă, prin urmare, un curent de: U_i x 10 / 100 sau U_i / 10.

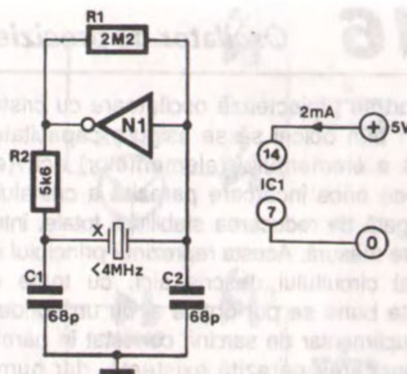
Acest circuit funcționează probabil cel mai bine pe baza amplificatoarelor operaționale de putere, cum ar fi tipurile L149 și L150 produse de SGS-Ates, care pot suporta curenți de câțiva amperi. Tipul OP50 folosit în schema circuitului este adecvat pentru curenți de ieșire relativ mici (Imax = 50 mA) și este caracterizat de stabilitate și precizie foarte bune. Producătorul său, PMI, afirmă că această utilizare a amplificatorului operațional este capabilă să suporte la fel de bine sarcini rezistive, capacitive sau inductive.

Bibliografie: *PMI, Analog Applications Seminar 1986: Current transmitter (Howland current pump).*

114 *Oscilator Pierce*

Suplimentar la descrierea din altă parte a acestui capitol, pentru HC și HCT bazate pe oscilatoare R-C / L-C pentru utilizări până la 20 MHz, această schemă se concentrează pur și simplu pe oscilatoarele pilotate cu cuarț care își găsesc aplicații în echipamentele numerice și în sistemele de microprocesoare. Astfel de oscilatoare pot fi realizate numai cu porți HCU, deoarece cele HC și HCT au ieșiri cu buffere care le fac de neutilizat în amplificatoarele analogice.

Schema circuitului este un oscilator Pierce construit cu o singură poartă într-o capsulă tip 74HCU04. Inversorul funcționează ca un amplificator inversor cu o deplasare de fază de 180°. Circuitul poate fi transformat într-un oscilator Collpits prin înlocuirea cristalului de cuarț cu o bobină. Oricum, ar trebui reținut că utilizarea unui cristal de cuarț este mai adecvată, deoarece asigură un consum minim de curent și o suprimare corespunzătoare a frecvenței celei de a treia armonice. În sfârșit, R2 trebuie înlocuită cu un condensator de 33 p, dacă oscilatorul lucrează peste 4 MHz.



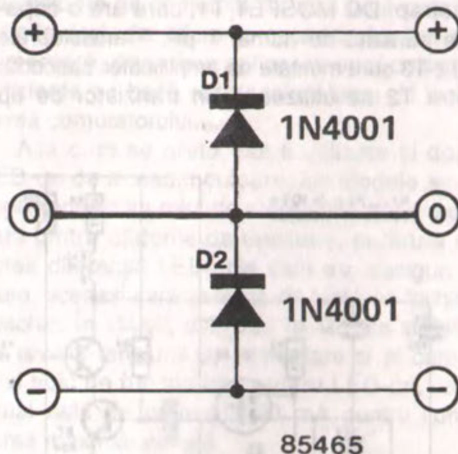
115 Alimentare secvențială pentru amplificatoare operaționale

Mulți proiectanți știu că de la proiectul teoretic și până la realizarea lui practică pot apărea multiple probleme. Desigur, nu facem excepție, și un incident pe care l-am experimentat recent ilustrează o problemă care prezintă interes în a o rezolva.

Măsurătorile au fost efectuate într-un circuit care conținea câteva tipuri de amplificatoare operaționale NE 5532 care erau alimentate de la o sursă simetrică de ±12 V. Când circuitul a fost deschis, nu a funcționat corect. Măsurarea liniilor de alimentare a scos în evidență că tensiunea pozitivă era – 0,6 V în loc de +12 V. Când a fost deconectată numai linia de +12 V și apoi iarăși a fost conectată, defectul a dispărut. Decuplând alimentarea și apoi cuplând-o, defectul reapărea. Utilizarea altor amplificatoare operaționale nu a produs nici o schimbare.

După câteva cercetări în literatura de specialitate, s-a descoperit că prin comutarea tensiunilor de alimentare simetrice poate apărea o inversare temporară a polarității. Datorită structurii interne complexe a circuitelor integrate, se poate întâmpla ca această inversare de polaritate să determine activarea componentelor parazite din cip, care vor trece circuitul integrat într-o stare stabilă dar de funcționare defectuoasă.

Cartea pe care am consultat-o, *Intuitive IC Opamps*, sugerează că funcționarea defectuoasă pe care am experimentat-o a fost probabil cauzată de un tiristor parazit care, basculat de tensiunea de alimentare negativă, nu intră în conducție suficient de repede. Remediul propus a fost să se conecteze două diode la bornele liniilor de alimentare, așa cum se poate vedea în figură: aceste diode elimină efectiv inversarea polarității.



Această soluție simplă a înlăturat cu siguranță funcționarea defectuoasă din circuitul nostru, și este probabil cel mai simplu circuit de protecție din această publicație.

Bibliografie:

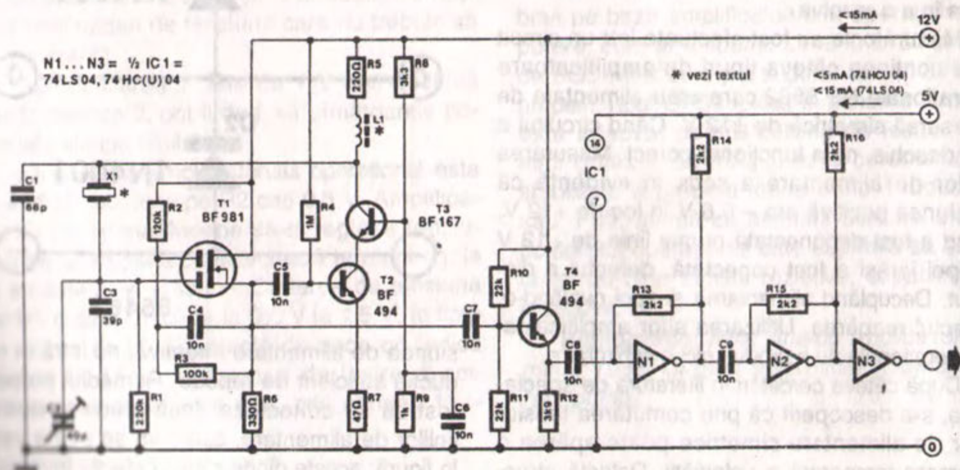
Intuitive IC Opamps
de Thomas M. Frederiksen
National Semiconductor Corporation

116 Oscilator de precizie cu cristal

Când se proiectează oscilatoare cu cristal, este un bun obicei să se asigure capacitatea minimă a elementului (elementelor) activ(e), deoarece orice încărcare parazită a cristalului este legată de reducerea stabilității totale, într-o oarecare măsură. Acesta reprezintă principiul de bază al circuitului descris aici, cu toate că rezultate bune se pot obține și cu un condensator suplimentar de sarcină conectat în paralel cu capacitatea parazită existentă, dar numai dacă se știe că primul are un factor mic de pierderi și un coeficient de temperatură scăzut, adică dacă este un condensator de foarte bună calitate (și, posibil, greu de procurat).

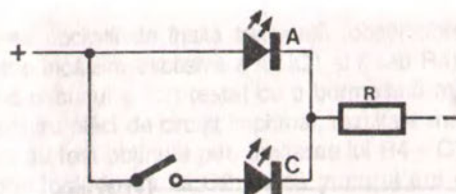
Oscilatorul propus aici este de tip Pierce, în care cristalul funcționează în modul paralel. Intrarea este formată de un repetor pe sursă bootstrap, DG MOSFET T1, care are o capacitate parazită de numai 1 pF. Tranzistoarele RF T2-T3 sunt montate ca amplificator cascodă. Pentru T2 se utilizează un tranzistor de tip BF494, datorită capacității sale mici B-E (0,15 pF, tipic) care asigură o capacitate de ieșire mică. Semnalul oscilatorului este luat de la sursa lui T1, separat în T4 și făcut logic compatibil cu ajutorul porților N1 ÷ N3. Inductanța optimă a lui L1 este aproximată cu L1 = 1/f, unde inductanța și frecvența sunt în milihenry și respectiv megahertz. Exemplu: pentru f = 10 MHz, L1 se ridică la 100 µH. Trimerul C2 servește la acordarea precisă a oscilatorului cu cristal pe frecvența necesară. Oscilatorul funcționează bine până la aproximativ 20 MHz.

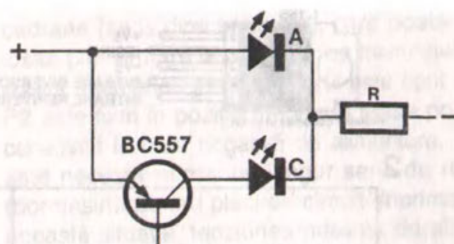
În sfârșit, deși disipația cristalului nu ar trebui să ducă la creșterea instabilității, este o idee destul de bună să se urmărească amplitudinea de ieșire pentru a evita activarea diodei de protecție a lui T1 și apariția unei instabilități inacceptabile. Dacă este necesar, R7 se poate modifica până ce amplitudinea semnalului pe emitorul lui T4 este mai mică de 1 Vvv.

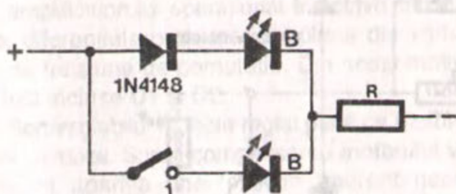


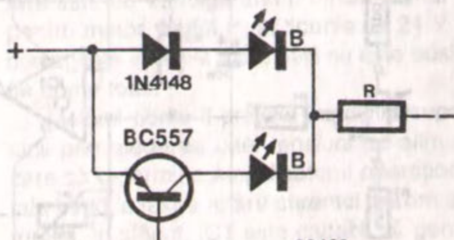
117 Selector inteligent cu LED

În acest circuit micuț, utilizat – de exemplu – la semafoarele cu două lumini din modelismul feroviar, unul din aceste două LED-uri poate fi selectat fie cu un comutator cu un singur pol, fie cu un tranzistor serie, după cum se poate vedea în schema circuitului. Observați că LED-urile sunt









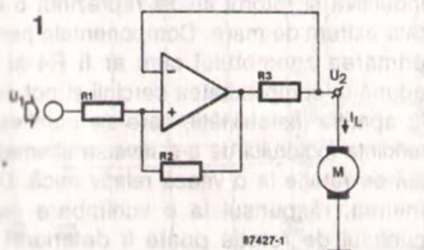
A = verde sau galben B = LED-uri de aceeași culoare C = roșu

alimentate printr-o rezistență obișnuită de limitare în curent, iar comutatorul este conectat în serie cu unul dintre LED-uri.

De ce nu se aprind simultan ambele LED-uri când se închide comutatorul? Deoarece, în afară de culorile lor, cele două LED-uri diferă și în ceea ce privește căderea de tensiune în sens direct; prin urmare, când sunt conectate în paralel, LED-ul care are cea mai scăzută cădere de tensiune ar trebui montat în serie cu comutatorul; această configurație duce la aprinderea LED-ului cu cea mai mare cădere de tensiune, atunci când comutatorul este deschis, și se stinge când comutatorul este închis, moment în care celălalt LED se aprinde. Două dintre cele patru circuite date ilustrează utilizarea unei serii de tranzistoare de comutație în locul unui comutator adevărat, dar diferența necesită detalieri suplimentare, deoarece aplicarea unei comenzi suficiente pe bază este același lucru cu închiderea comutatorului.

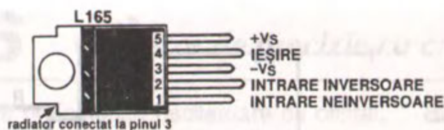
Așa cum se arată, pot fi utilizate și două LED-uri de aceeași culoare, iar diodele serie suplimentare au rolul de a crea diferența necesară dintre căderile de tensiune, pentru a se putea diferenția LED-urile care au, desigur, în mare, aceeași caracteristică de tensiune închis / deschis. În sfârșit, valoarea lui R este stabilită din nivelul tensiunii de alimentare și al curentului tipic de funcționare pentru LED-uri, care uzual este de ordinul a 20 mA pentru iluminarea maximă admisă.

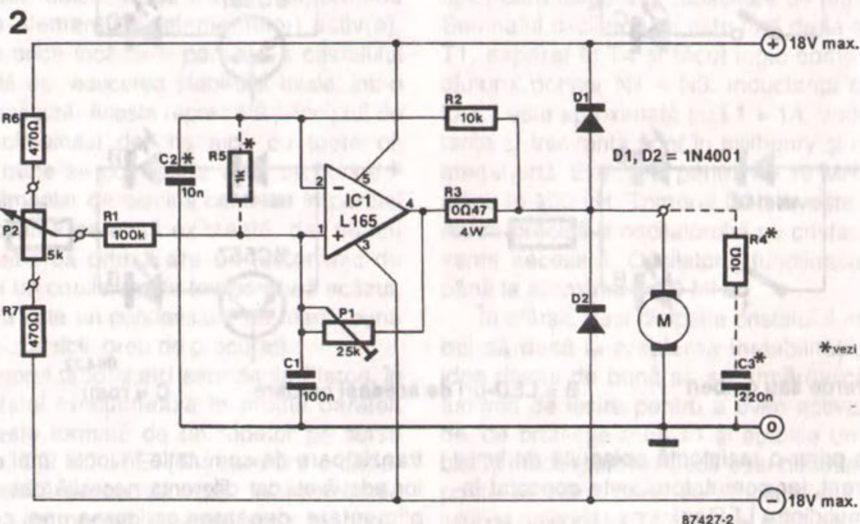
118 *Comanda vitezei pentru motoare de c.c.*



Motoarele simple de c.c. cu magnet permanent se comportă ca un motor cu alimentare separată. Viteza unui motor ideal cu o rezistență internă infinit de mică este direct proporțională cu tensiunea aplicată, respectiv cu cuplul. Astfel, motorul se rotește cu viteza la care tensiunea contraelectromotoare (t.c.e.m.) egalează tensiunea de alimentare.

Tensiunea c.e.m. este direct proporțională





cu forța câmpului magnetic (constant) și cu viteza motorului. Prin urmare, în teorie, viteza motorului poate fi menținută constantă cu o tensiune de alimentare constantă. Scăderea vitezei observată în practică apare datorită căderii de tensiune pe rezistența internă, Ri, a înfășurării armăturii. Astfel, când motorul este în sarcină, consumul său de curent și, prin urmare, V_{Ri}, cresc, scăzând tensiunea de alimentare efectivă. Acest efect poate fi eliminat prin compensarea lui Ri, care atrage după sine, în principal, măsurarea consumului de curent al motorului, raportând-o la căderea instantanee pe Ri a motorului și la creșterea corespunzătoare a tensiunii de alimentare. De fapt, aceasta necesită o sursă de tensiune cu o impedanță de ieșire negativă, deoarece aceasta furnizează o tensiune de ieșire mai mare când crește sarcina.

Schema de bază a alimentării necesară aici este dată în fig. 1. Curentul de sarcină este măsurat ca o cădere pe rezistența senzor R3. Funcția de transfer în c.c. pentru acest amplificator este scrisă ca:

$$U_2 = U_1 + I_L R_2 R_3 / R_1$$

care explică impedanța negativă de ieșire, deoarece, în acest caz:

$$R_{ieş} = -R2R3 / R1$$

Pentru rezultate optime, această impedanță trebuie menținută cât mai egală cu cea a motorului.

În fig. 2 este dat circuitul practic pentru comanda motorului, ce are ca element de bază un amplificator operațional de putere. Tipul L165 produs de SGS poate furniza până la 3 A, la o tensiune de alimentare maximă de 36 V și, prin urmare, este perfect adecvat pentru aplicația dată. Condensatoarele C1 și C2 suprimă zgomotul produs de tensiunea c.e.m. a motorului. Totuși, trebuie luate precauții pentru această extensie a circuitului, deoarece poate apărea imediat instabilitatea. Motorul însuși formează deja o sarcină destul de complexă, deoarece înfășurarea rotorului în rotație este în principal inductivă și rotorul însuși reprezintă o capacitate extrem de mare. Componentele pentru suprimarea zgomotului cum ar fi R4 și C3 se adună la complexitatea sarcinii și pot contribui la apariția instabilității, care se manifestă prin tendința motorului de a-și inversa alternativ sensul de rotație la o viteză relativ mică. De asemenea, răspunsul la o schimbare rapidă a cuplului de rotație poate fi deteriorat și po

apărea oscilații de înaltă frecvență (observabile printr-o încălzire excesivă a lui IC1 și / sau R4). Când circuitul a fost testat cu o bormașină mică pentru plăci de circuit imprimat, rezultate mai bune au fost obținute prin omiterea lui R4 – C3 și prin includerea lui C2. Dacă motorul are o rețea de suprimare a zgomotului, C2 trebuie eliminat, și adăugat R5, pentru a proteja intrările amplificatorului operațional împotriva tensiunilor diferențiale prea mari rezultate din vârfurile de tensiune de comutație. Din acest motiv, au fost incluse D1 și D2.

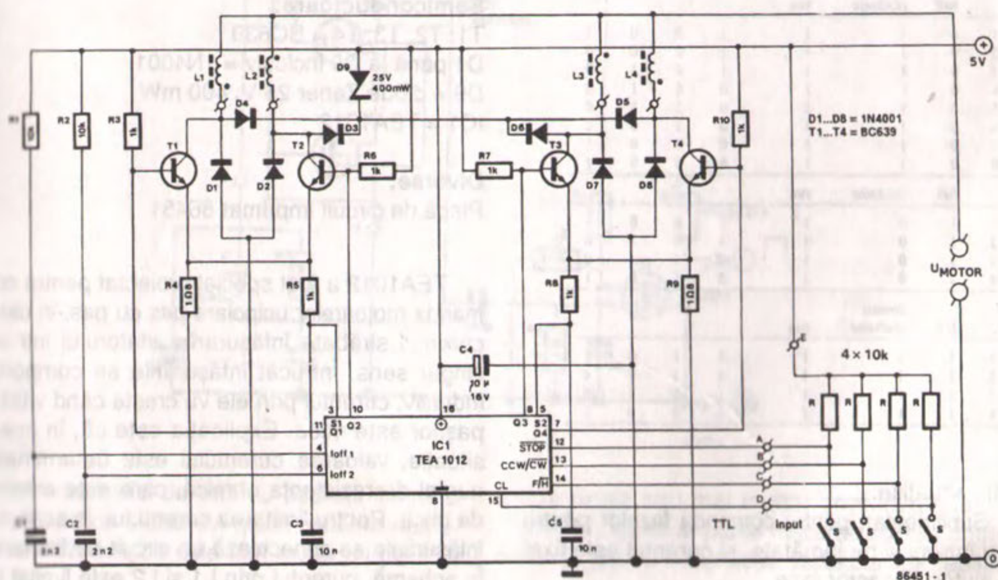
Semireglabilul P1 este reglat până ce motorul rămâne stabil. Supra-compensarea motorului va duce la apariția unei mișcări aparent necomandate. Reglarea lui P1 trebuie realizată când motorul nu a atins încă temperatura sa normală de funcționare, deoarece autoîncălzirea are ca efect creșterea rezistenței interne.

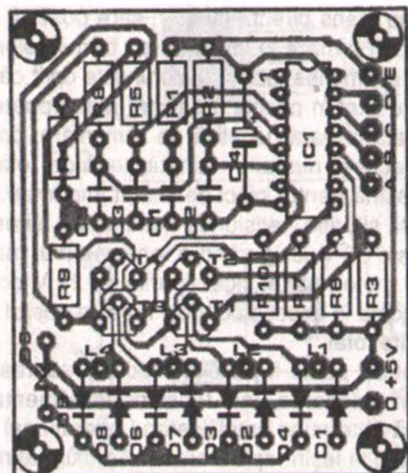
Utilizarea unei alimentări simetrice (±18 V max.) permite funcționarea motorului în două cadrane (sens direct / invers), care poate fi folosită prin urmare la alimentarea trenulețelor și a altor asemenea jucării. Motorul este oprit când P2 este fixat în poziție mediană. Masa poate fi conectată la bara negativă de alimentare, dacă este necesar numai un singur sens de rotație (bormașină pentru plăci de circuit imprimat). În această situație, tensiunea maximă de alimentare este 36 V, asigurând o tensiune mai mare pentru motor, astfel încât tipurile de 24 V pot fi comandate în acest mod, deși nu este posibil să fie oprite total.

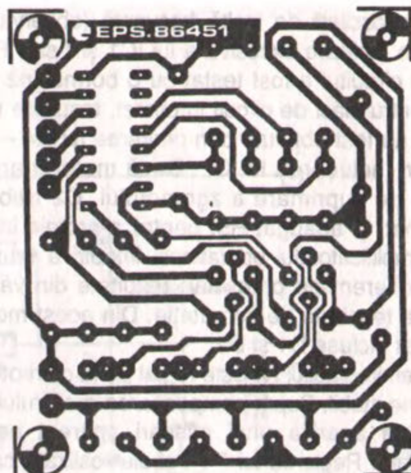
Motorul poate fi protejat împotriva suprasarcinii prin alegerea unei tensiuni de alimentare care să determine amplificatorul operațional să taie când la ieșire apare curentul maxim al motorului. În sfârșit, IC1 este capabil să genereze un curent considerabil și, prin urmare, trebuie montat pe un radiator foarte mare. Curentul de repaus al circuitului este de circa 50 mA.

119 Comandă pentru motor pas cu pas

Comanda motoarelor pas cu pas nu este simplă, mai ales când nu se utilizează nici un circuit de comandă proiectat special în acest scop. Tipul TEA1012 este un circuit integrat pentru comanda motoarelor pas cu pas care poate fi utilizat în majoritatea, dacă nu chiar în







Table

CL	inputs F/H	inputs CCW/CW	inputs STOP	outputs Q1	outputs Q2	outputs Q3	outputs Q4
	half	clockwise	run				
1	0	0	1	0	0	0	1
2	0	0	1	0	1	0	1
3	0	0	1	0	1	0	0
4	0	0	1	0	1	1	0
5	0	0	1	0	0	1	0
6	0	0	1	1	0	1	0
7	0	0	1	1	0	0	0
8	0	0	1	1	0	0	1
	half	counter clockwise	run				
1	0	1	1	1	0	0	1
2	0	1	1	1	0	0	0
3	0	1	1	1	0	1	0
4	0	1	1	0	0	1	0
5	0	1	1	0	1	1	0
6	0	1	1	0	1	0	0
7	0	1	1	0	1	0	1
8	0	1	1	0	0	0	1
	full	clockwise	run				
1	1	0	1	1	0	0	1
2	1	0	1	1	0	1	0
3	1	0	1	0	1	1	0
4	1	0	1	0	1	0	1
	full	counter clockwise	run				
1	1	1	1	0	1	0	1
2	1	1	1	0	1	1	0
3	1	1	1	1	0	1	0
4	1	1	1	1	0	0	1

toate situațiile.

Suplimentar, pentru comanda fazelor pentru pași întregi și pe jumătate, și curentul este fixat cu ajutorul acestor faze.

Lista de componente:

Rezistențe:
R1; R2 = 10 k
R3; R5; R6; R7; R8; R10 = 1 k
R4; R9 = 1Ω8

Condensatoare:
C1; C2 = 2n2
C3; C5 = 10 n
C4 = 10 µ / 16 V

Semiconductoare:
T1; T2; T3; T4 = BC639
D1 până la D8 inclusiv = 1N4001
D9 = diodă Zener 25 V; 400 mW
IC1 = TEA1012

Diverse:
Placă de circuit imprimat 86451

TEA1012 a fost special proiectat pentru comanda motoarelor unipolare pas cu pas, în care curentul străbate înfășurarea statorului într-un singur sens. Întrucât înfășurările se comportă inductiv, curentul prin ele va crește când viteza pașilor este mică. Explicația este că, în acea situație, valoarea curentului este determinată numai de rezistența ohmică, care este extrem de mică. Pentru limitarea curentului, în serie cu înfășurările se conectează un circuit de limitare. În schemă, curentul prin L1 și L2 este limitat la

0,3/R4 și cel prin L3 și L4 la 0,3/R9. Aceasta permite curentului prin înfășurările statorului să fie adaptat oricărui tip de motor.

Tabelul arată în care dintre secvențe diferitele faze sunt comandate de pas sau de semipas, precum și comanda pentru sens direct sau invers. Motorul pas cu pas este oprit prin comanda STOP în poziția în care se află. CL este intrarea de tact: pentru fiecare impuls, motorul se rotește un pas înainte sau un pas înapoi.

Deoarece intrările CL, $\overline{\text{STOP}}$, CCW/$\overline{\text{CW}}$ și F/$\overline{\text{H}}$ sunt toate compatibile TTL, nu este dificil să se conecteze aceste comenzi la un computer. Rezistențele R11 până la R14, inclusiv, și comutatoarele asociate permit comanda manuală a circuitului cu comandă de date.

Viteza pas cu pas maximă depinde de tipul motorului și de constantele de timp de decuplare $T_{off(1)}$ și $T_{off(2)}$.

Literele CW și CCW semnifică sensul acelor de ceasornic (direct) și sensul invers acelor de ceasornic (invers), iar intrarea F/$\overline{\text{H}}$ permite alegerea pașilor: întreg (F) sau pe jumătate (H). Deci este posibilă o rezoluție dublă.

Tensiunea de alimentare a circuitului integrat poate fi între 4,5 V și 15 V. Ieșirile lui TEA1012 sunt cu colector în gol, astfel încât tensiunea de lucru a motorului pas cu pas poate fi făcută independentă de tensiunea de alimentare a circuitului integrat.

120 *Oscilator cascodă simetric*

Generatoarele de tact cu oscilații libere și cele pilotate cu cristal din multe scheme numerice se bazează de cele mai multe ori pe utilizarea uneia sau mai multor porți inversoare. Oricât de ușoară ar părea utilizarea acestor componente pentru construcția oscilatoarelor fiabile,

stabilitatea în frecvența rezultantă nu este, în general, așa cum ar fi de așteptat conform datelor principale ale cristalului de cuarț, și aceasta se datorează în principal sarcinii capacitive și / sau inductive destul de reduse a cristalului la rezonanță.

Totuși, stabilitatea poate fi îmbunătățită, cu un factor între 3 și 5, utilizând inversoare tip cascodă într-o configurație simetrică, așa cum se poate observa în schema circuitului. Două seturi de două MOSFET-uri, cu canal n și p, conținute în circuitul integrat tip 4007UB au fost conectate pentru a forma un circuit oscilator cu stabilitate ridicată capabil să lucreze la frecvențe de până la 10 MHz, determinate de cristalul de cuarț X1, care ar trebui să fie de tipul rezonant serie.

Deoarece impedanța de ieșire a oscilatorului cascodă propus este relativ mare, etajul separator T1 a fost adăugat pentru a reduce la minimum deriva la sarcini de impedanță mică, cum ar fi circuitele (LS)TTL. Mai mult, MOSFET-ul T1 asigură nivelele bine definite logic sus și jos pentru interfața cu (HC)MOS și (LS)TTL. Valorile lui R4 și R5 depind de nivelul tensiunii de alimentare (Ub), în vreme ce tensiunea la poarta 2 ar trebui să fie între 4 și 6 V pentru a atinge o excursie de 5 V a nivelului de ieșire. În cazul în care oscilatorul trebuie să funcționeze cu o tensiune de alimentare de 5 V, poarta 2 a lui T1 trebuie conectată direct la +Ub.

121 *Indicator economic cu LED*

Adeseori este necesar ca un indicator de stare fundamentală să aibă un consum minim de curent. În circuitul dat, în funcție de nivelul tensiunii de alimentare, un număr de LED-uri prin care circulă un curent de numai 10...15 mA pot fi cuplate sau decuplate după dorință. Mai mult, întregul indicator poate fi închis dacă nu luminează nici unul dintre LED-uri.

Circuitul are la bază sursa de comutație în curent T1. Curentul de bază al acestui tranzistor este fixat la 15 mA cu ajutorul lui Rx. Valoarea acestei rezistențe este calculată cu relația:

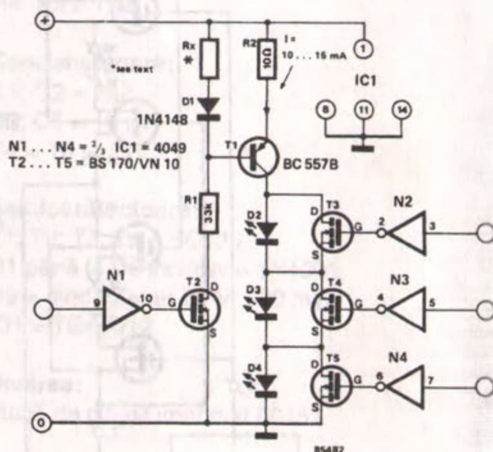
$Rx = [4 \times 10^6 / (Ub - 0,7)]\ \Omega$

unde Ub este tensiunea de alimentare în volți.

Tranzistorul T2 conduce când intrarea inversorului N1 este 0 logic: când aceasta devine 1 logic, sursa de curent și, în consecință, indicatorul sunt decuplate.

Dacă intrarea într-unul din etajele de separare N2 ... N4 este 1 logic, LED-ul asociat este aprins.

Mai multe combinații LED-FET pot fi adăugate circuitului atâta timp cât tensiunea de alimentare o permite. De asemenea, disipația lui T1 trebuie menținută între anumite limite. Pentru



T1 poate fi utilizat un BC557B, în domeniul tensiunii de alimentare de 5 ... 18 V.

Montajul este indicat pentru circuite integrate CMOS; dacă sunt utilizate componente din alte familii logice, nu uitați să țineți cont de diferitele praguri logice ale nivelelor.

Rețineți că bufferele trebuie alimentate de la aceeași tensiune ca și sursa de curent.

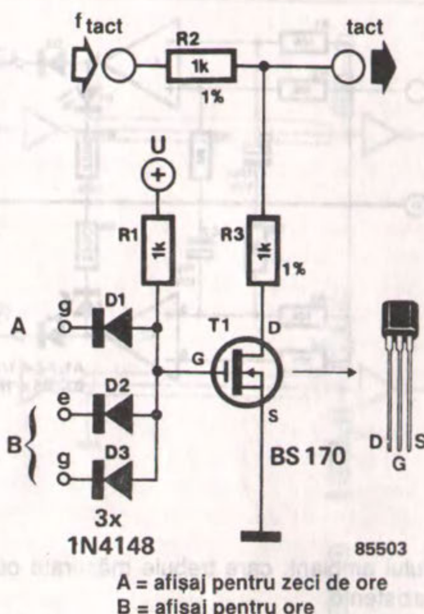
122 Extensor de timp

Oricine are un hobby fascinant trebuie să fi simțit într-un moment sau altul că nu dispune de suficient timp pentru acest hobby. Orice circuit care vă poate oferi aceste câteva ore în plus o dată sau de două ori pe săptămână trebuie, prin urmare, să placă multora.

Extensorul de timp este un mic circuit care poate fi construit în aproape orice ceas digital și care face ca seara (serile) plăcută(e) să dureze cu o oră în plus. Cele trei diode, D1 ... D3, împreună cu R1, formează o poartă ȘI. D1 este conectată la segmentul *g* al afișajului cifrei zecilor de ore, iar D2 și D3 – la segmentele *e* și *g* ale orelor afișate.

Când ceasul arată ora 22,00, linia comună dintre D1 ... D3 devine 1 logic, deoarece cele trei segmente la care sunt conectate diodele sunt „alimentate". Aceasta înseamnă că T1 conduce și semnalul de tact al ceasului digital este împărțit la 2. Ceasul merge atunci numai cu jumătate din viteză, astfel încât îi vor trebui două ore pentru a arăta ora 23,00.

Pentru ca circuitul să funcționeze corect, este important ca semnalul de tact să fie divizat exact la 2, și aceasta înseamnă că rezistențele R2 și R3 trebuie să fie tipuri de 1%. Acesta este și motivul pentru care se utilizează BS170 ca poartă de comutare; acest MOSFET nu are tensiune de saturație. Utilizând un tranzistor normal, cu o anumită tensiune de saturație, nu se va putea diviza semnalul de tact exact cu doi, astfel încât ceasul va merge înainte sau va rămâne în urmă cu câteva minute în câteva zile! Circuitul, așa cum este proiectat, se pretează pentru afișaje cu anod comun; dacă trebuie utilizate afișaje cu catod comun, se inversează pur și simplu conectarea diodelor D1... D3.

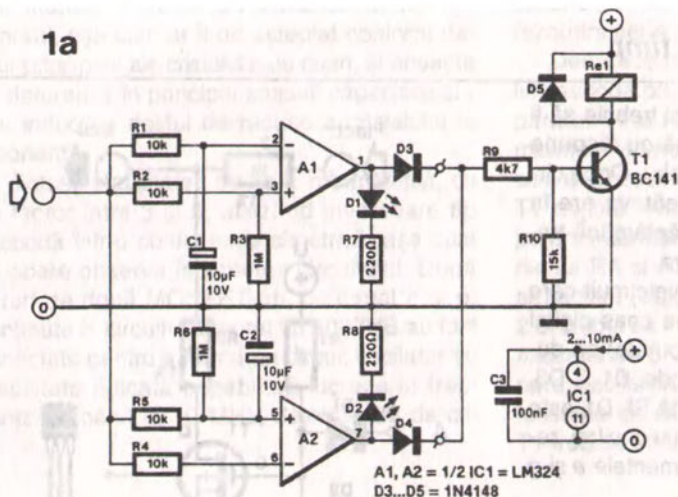


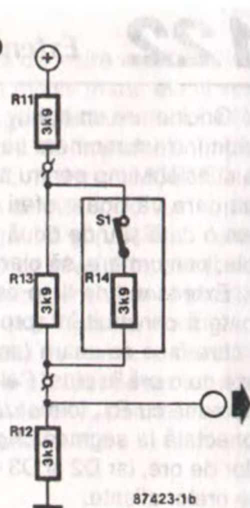
A = afișaj pentru zeci de ore
B = afișaj pentru ore

123 Comparator cu fereastră de urmărire

Utilizarea circuitelor comparatoare în multe aspecte diferite și realizări practice este obișnuită pentru o mare varietate de sisteme de comandă electronică și de măsurări. În mod obișnuit, tensiunea de la un dispozitiv senzor este aplicată unui comparator care, așa cum o arată și denumirea, compară nivelul măsurat, Uin, cu o referință fixă, Uref, și generează o ieșire negativă (0) sau o ieșire pozitivă (1) când Uin < Uref și, respectiv, Uin > Uref. Un *comparator cu fereastră* poate fi realizat prin conectarea a două comparatoare cu nivele de referință diferite, care definesc limita superioară și cea inferioară pentru domeniul de comutare.

În practică, aceste referințe sunt în mod obișnuit reglate cu semireglabile, pentru a dimensiona fereastra după necesități. Totuși, această configurație face imposibilă deplasarea automată a ferestrei în sus sau în jos, în funcție, de exemplu, de condițiile de luminozitate ale





mediului ambiant, care trebuie măsurate cu o fotorezistență.

Circuitul nu are pragurile de basculare fixe, ci își ia referințele din semnalul măsurat, astfel încât modificările lente ale acestuia vor determina fereastra să le urmărească.

Condensatoarele C1 de la intrarea inversoare a lui A1, și C2 de la intrarea neinversoare a lui A2 stochează tensiunea de intrare. Când tensiunea de la intrarea neinversoare a lui A1 crește, acest amplificator operațional basculează. Intrarea inversoare asociată întârzie această schimbare din cauza întârzierii introduse de condensator. LED-ul D1 se aprinde. Procesul este similar în secțiunea A2 a circuitului, când tensiunea de intrare scade. Acest lucru este indicat de aprinderea LED-ului D2.

Diodele D3 și D4 formează o funcție SAU pentru a activa un circuit de comandă simplu pentru releu, realizat cu T1. Releul este anclanșat când circuitul detectează o schimbare rapidă a tensiunii de intrare. Calitatea circuitului de a accepta tensiuni variabile la intrare îl recomandă pentru utilizarea în alarmele împotriva hoților – vezi fig. 1b. Câteva configurații de contacte R13 - S1 - R14 pot fi conectate în serie și la intrarea comparatorului cu fereastră. Releul de alarmă Re1 este activat când fie S1 este deschis, fie S1 - R14 sunt scurtcircuitate. Pentru a împiedica hoții să păcălească alarma, R14 trebuie fixat în S1, deoarece nu apare nici un semnal de alarmă dacă este scurtcircuitat numai S1.

Sensibilitatea comparatorului de urmărire cu fereastră este definită de rapoartele R2/R3 și R5/R6. Valorile componentelor corespunzătoare indicate în schema circuitului dau raportul 1 : 100, astfel că, de exemplu, o schimbare rapidă de 30 mV este detectată când tensiunea de intrare este 3 V. Sensibilitatea depinde și de tensiunea de intrare. Deși, în principiu, circuitul poate accepta orice intrare între 0 V și nivelul tensiunii de alimentare, circuitele integrate utilizate asigură o funcționare optimă numai când sunt comandate între 1 și Ub – 1 volt.

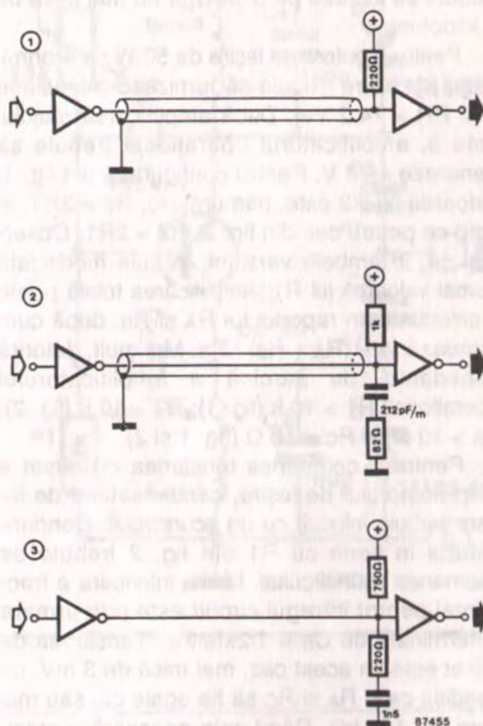
Comparatorul de urmărire cu fereastră este alimentat – de preferință – cu o tensiune între 5 și 15 V. Consumul său de curent, inclusiv al LED-urilor, dar exclusiv al releului, este de max 10 mA (rețineți că releul poate fi alimentat separat,

124 Linii de transmisie pentru circuite TTL

Deși conexiunile cu cablu între circuite TTL nu sunt în mod obișnuit atât de critice ca acelea pentru aplicațiile RF de exemplu, este încă bine de reflectat asupra acestui subiect, deoarece, adesea, se întâmplă lucruri ciudate când o linie de transmisie TTL nu este corect terminată. În particular, această discuție este despre terminația cablului coaxial și a cablului tip panglică. Ultimul este frecvent utilizat pentru comanda intrărilor compatibile Centronics.

Un cablu coaxial utilizat în mod obișnuit este RG59B/U, care are o impedanță caracteristică de 75 Ω și o întârziere de propagare de 5 ns/m. Cu timpi de creștere și de descreștere a semnalului de 4 ns, cablul poate fi considerat lung, din punct de vedere electric, dacă depășește 40 cm. Una dintre cele mai obișnuite terminații utilizate pentru comanda unui cablu coaxial lung la o poartă LSTTL este dată în fig. 1. Această construcție este inadecvată pentru un driver de bus HCT, deoarece terminația asigură o slabă adaptare a impedanței și necesită o capabilitate a curentului transmis de 20 mA. Un circuit terminator improvizat este dat în fig. 2: acesta asigură o transmisie sigură a semnalului prin cabluri până la 15 m. Observați că rezistența pull-up de 1 kΩ este necesară numai când driver-ul este o poartă cu colector în gol sau un buffer.

Cablul tip panglică plată introduce adesea diafonie considerabilă între fire, mai ales când se termină în porți HC(T), care formează o impedanță mare de intrare. În general, un cablu tip panglică plată nu ar trebui să fie mai lung de 60 cm, dar sunt posibile trasee mai lungi când cablurile individuale sunt separate prin fire legate la masă (1,8 m max.), sau când fiecare cablu este terminat cu o rezistență pull-up de 1 kΩ (1,2 m). O combinație a acestor metode face posibilă utilizarea cablurilor tip panglică plată cu o lungime până la 2 m, dar acest lucru se poate obține și cu fire puse la masă – vezi fig. 3. Utilizarea combinată a acestei rețele terminatoare împreună cu fire împământate din cablul tip panglică ar trebui să permită o lungime de circa 5 m a cablului.



125 Circuit pentru acordarea etajelor AF de putere

Etaje de ieșire audio simple, economice ca preț de cost, cum ar fi de exemplu acelea care utilizează circuitele integrate hibride din seria STK, pot fi îmbunătățite într-o manieră simplă referitor la distorsiuni, zgomot și tensiune de offset. În acest scop, amplificatorul de ieșire este inclus în bucla de reacție a unui amplificator operațional. În fig. 1 este dată construcția unor amplificatoare inversoare de ieșire, iar în fig. 2 sunt date cele neinversoare (situația normală).

În calculul obținerii noului câștig al amplificatorului de ieșire, determinat de R1 și R2, s-a

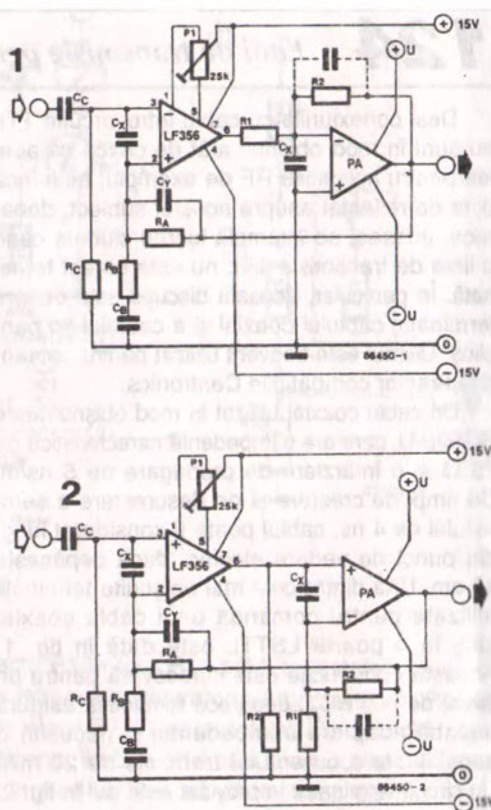
presupus că LF356 furnizează un semnal nedistorsionat de 5 Vef; rețineți și că, pentru a preveni distorsiunile, acest tip de amplificator operațional trebuie să lucreze pe o sarcină nu mai mică de 5 kiloohmi.

Pentru o putere de ieșire de 50 W pe 4 ohmi, etajul de ieșire trebuie să furnizeze o tensiune U = PR = 14,2 Vef. Dacă amplificarea etajului este 3, amplificatorul operațional trebuie să genereze 4,73 V. Pentru configurația din fig. 1, valoarea lui R2 este, prin urmare, R2 = 3R1, în timp ce pentru cea din fig. 2, R2 = 2R1. Observați că, în ambele versiuni, trebuie modificată numai valoarea lui R1. Amplificarea totală poate fi calculată din raportul lui R_A și R_B, după cum urmează: $A = (R_A + R_B) / R_B$. Mai mult, datorită impedanței de sarcină a amplificatorului operațional, R1 > 10 k (fig. 1); R2 > 10 k (fig. 2); $R_A > 10\ \Omega$; și $R_C > 10\ \Omega$ (fig. 1 și 2).

Pentru a compensa tensiunea de offset a amplificatorului de ieșire, condensatorul de intrare trebuie înlocuit cu un scurtcircuit. Condensatorul în serie cu R1 din fig. 2 trebuie de asemenea scurtcircuitat. Limita inferioară a frecvenței pentru întregul circuit este prin urmare determinată de $C_B = 1/2\pi f_{lim} R_B$. Tensiunea de offset este, în acest caz, mai mică de 3 mV, cu condiția ca și R_A și R_C să fie egale cu, sau mai mari ca, 100 kΩ. Când este necesară o precizie mai mare, P1 poate fi utilizat pentru reglarea offset-ului exact la 0 V.

Pentru a asigura ca nici o tensiune continuă să nu existe la noua intrare a amplificatorului, condensatorul C trebuie să aibă valoarea $C_C = 1/f_{lim} R_C$.

Deoarece amplificarea etajului de ieșire a fost redusă la 3, factorul său de reacție a crescut, iar distorsiunea a scăzut. Reacția suplimentară a lui LF356 reduce chiar mai mult distorsiunile. O reducere globală a distorsiunii de la



1% la 0,1% este tipică. Din păcate, reacția modificată are ca efect o modificare a stabilității. Dacă există tendința de intrare în oscilație, primul lucru care trebuie făcut este de a aduce limita superioară a frecvenței înapoi la valoarea ei anterioară cu ajutorul lui $C_Y = 1/2\pi f_{lim} R_A$. Dacă tendința persistă, trebuie utilizate condensatoarele C_X: valoarea lor este cuprinsă între 100 pF și 1 nF. Prototipul nostru (utilizând circuite integrate STK) a funcționat satisfăcător fără C_X sau C_Y.

126 *Oscilator cu două frecvențe*

Nu cu mult timp în urmă, când semiconductoarele erau încă destul de scumpe, era obligatoriu să faci un tranzistor să îndeplinească mai mult decât o singură funcție. Deși nu mai este necesar din considerente de preț de cost, este încă amuzant să faci astfel de lucruri – și acestea își pot avea încă întrebuințare!

Circuitul prezentat aici este un oscilator LC care își schimbă frecvența prin inversarea tensiunii de alimentare.

Când tensiunea de alimentare este pozitivă D1 conduce și scurtcircuitează L1C1. Oscilați-

sunt, în această situație, menținute de cristalul XL2 și de L2C2. Punctul de funcționare în c.c. este fixat cu P1 într-o manieră care asigură un compromis între pornirile corecte ale oscilatorului și distorsiunile scăzute ale semnalului de ieșire.

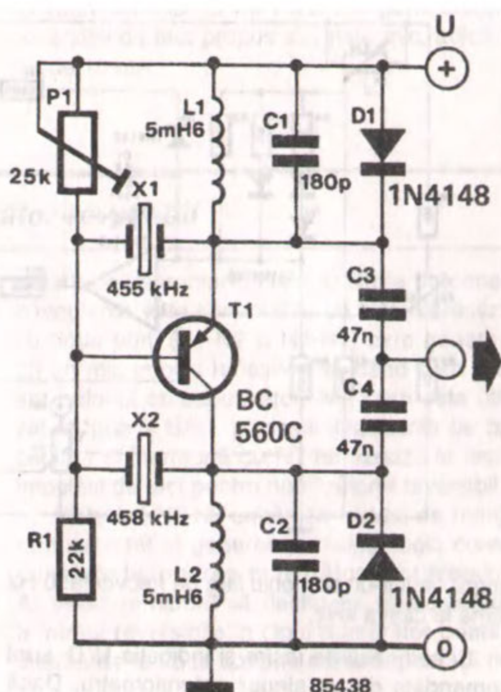
Când polaritatea tensiunii de intrare este inversată, tranzistorul T1 lucrează în modul său inversat, adică sunt interschimbate funcțiile emitorului și colectorului. Aceasta înseamnă că amplificarea este micșorată dar, desigur, pentru a lucra, un oscilator are nevoie de o amplificare puțin mai mare ca unu. Cristalul XL2 și L2C2 sunt efectiv scurtcircuitate de D2 și frecvența este acum determinată de cristalul XL1 și L1C1. Circuitul este adecvat pentru a fi utilizat ca, de exemplu, comutator BFO între USB și LSB.

Cristalele pot avea valori de până la 1 MHz. Consumul de curent în ambele moduri de funcționare nu depășește 45 mA.

După o idee din *Master Handbook of 1001 Electronic Circuits.*

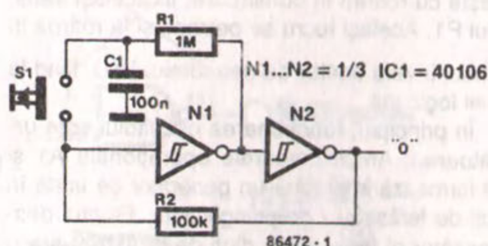
$U = +10\ V \rightarrow f_{X2}$

$U = -10\ V \rightarrow f_{X1}$



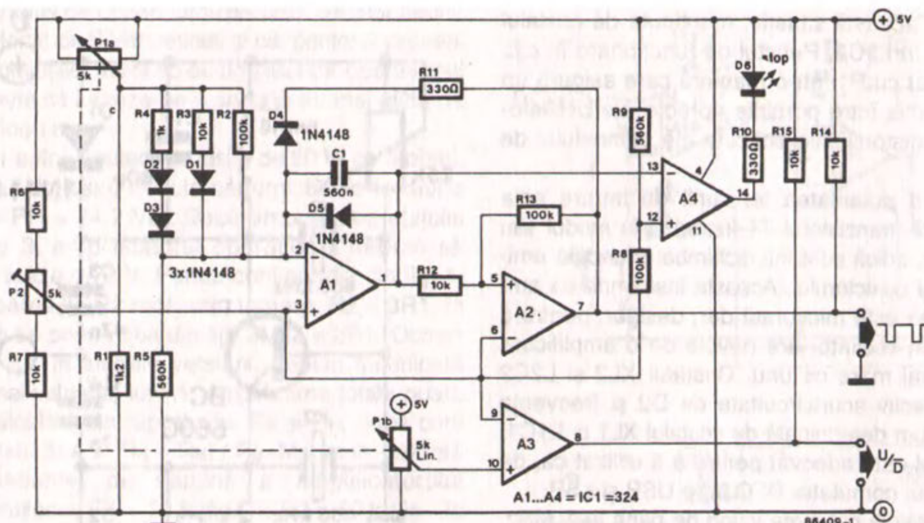
127 Bistabil cu două porți

Probabil de neegalat în ceea ce privește simplitatea lui în funcționarea digitală, acest circuit poate servi ca o comandă cu un singur buton pornit / oprit ce poate fi inclusă într-o mare varietate de scheme electronice. Funcționarea bistabilului propus este înțeleasă mai bine dacă se presupune că intrarea inversorului trigger Schmitt N1 este la nivel logic sus; ieșirea lui N2 va fi, prin urmare, tot sus. S-a observat că datorită nivelului jos de ieșire al lui N1 condensatorul este descărcat. Prin urmare, apăsarea butonului trece intrarea lui N1 pe nivel logic jos, determinând basculareea bistabilului; condensatorul este încărcat prin rezistența de 1 M și circuitul își va schimba din nou starea la următoarea acționare a butonului. Valorile indicate pentru rezistență au fost găsite pentru a oferi stabilitatea optimă, deoarece utilizarea inversoarelor CMOS ca trigger Schmitt este esențială pentru o funcționare corectă.



128 Generator de tact reversibil

În aparițiile anterioare *Summer Circuits* ale editurii *Elektor Electronics* au apărut diferite scheme de generatoare de tact și această tradiție este menținută prin circuitul dat aici care, spre deosebire de alte circuite, furnizează o indicație reversibilă, precum și un semnal drept-



unghiular într-un domeniu larg de frecvențe: 0 Hz până la câțiva kHz.

Și semnalul de ieșire și indicația U/$\overline{D}$ sunt comandate de un singur potențiometru. Dacă acesta este poziționat pe mijlocul cursei sale, nu se întâmplă nimic; rotind potențiometrul în sensul acelor de ceasornic, ieșirea U/$\overline{D}$ va avea nivel logic sus, iar frecvența semnalului de ieșire crește cu rotirea în continuare, în același sens, a lui P1. Același lucru se petrece și la rotirea în sensul invers acelor de ceasornic, U/$\overline{D}$ fiind la nivel logic jos.

În principiu, funcționarea circuitului este următoarea. Amplificatoarele operaționale A1 și A2 formează împreună un generator de undă în dinți de ferăstrău / dreptunghiulare. Frontul descrescător al tensiunii în dinți de ferăstrău are o durată fixată de circa 200 µs, determinată de curentul prin D4. Timpul de creștere depinde de tensiunea pe cursorul lui P1. Cursorul lui P2 este fixat pentru o tensiune puțin mai mare decât cea de pe cursorul lui P1 când acesta este poziționat la mijlocul cursei sale. În aceste condiții, se va aprinde LED-ul STOP. Dacă P1 este rotit în aceeași direcție, tensiunea pe R1 crește și determină trecerea unui curent mic prin R2. Acest curent și, prin urmare, frecvența de ieșire, este proporțional cu poziția cursorului lui P1, dar acest lucru este valabil numai într-un domeniu limitat de frecvență. Dacă tensiunea pe



R2 depășește circa 0,6 V, D1 conduce și conectează R3 în paralel cu R2. D2 și D3 fac același lucru pentru R4 la circa 1,2 V; această metodă face ca frecvența oscilatorului să fie o funcție exponențială de tensiune, fixată cu P1; configurația asigură un domeniu de frecvențe de ieșire considerabil pentru oscilatorul A1-A2.

Împreună cu unul sau mai multe module de numărătoare universale (vezi *Elektor Electronics* martie 1985) generatorul de tact propus aici poate oferi o bună alternativă pentru binecunoscutele comutatoare în cod BCD; valoarea fixată pentru potențiometru este prezentă la ieșirile Q1 ... Q4 ale lui IC2, și este vizibilă pe un display cu șapte segmente.

U/$\overline{D}$ și ieșirea de tact ale generatorului da sunt conectate la punctele corespunzătoare ale modulelor, așa cum a fost explicat în articolul menționat mai sus, dar nu uitați să remarca

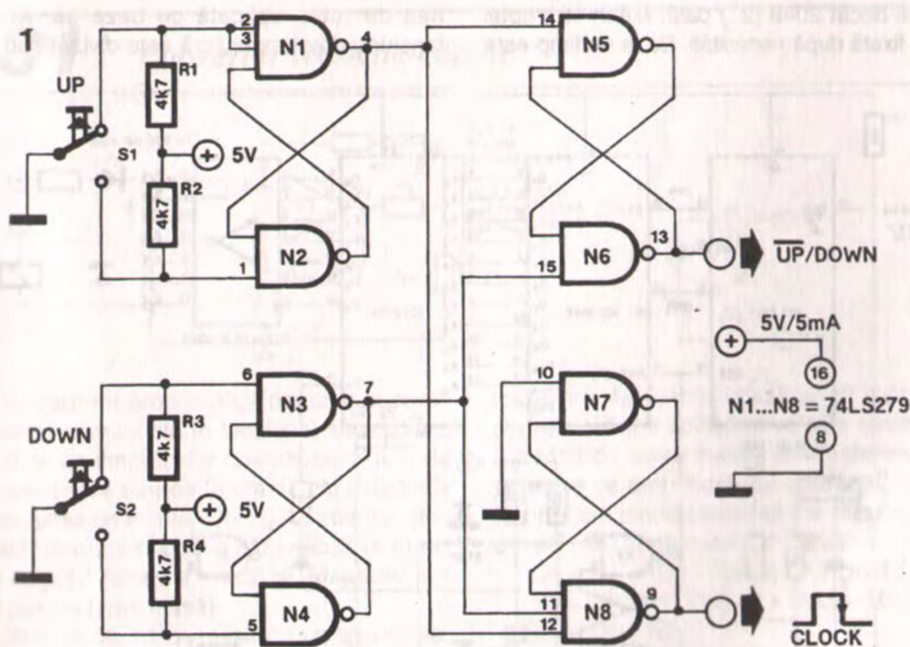
tensiunile diferite de alimentare pentru generatorul de tact și modulul numărător; păstrați toate punctele marcate +5 V la această tensiune, cu excepția pinului de alimentare al lui LM324 și al lui R14 și R15, care sunt conectate la alimentarea de +12 V a modulului numărător. Consumul de curent al generatorului reversibil de tact propus aici este mic, adică în jur de 10 mA.

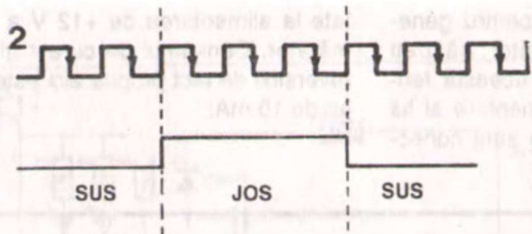
129 *Comandă pentru numărător reversibil*

Numărătorul reversibil binar sau în cod BCD este un montaj obișnuit, întâlnit în circuite numerice de diverse nivele de complexitate. Numărătorul reversibil face exact ceea ce indică numele său; numără în sens direct sau invers, în funcție de nivelul logic aplicat la intrarea de comandă corespunzătoare și activează forma de bit de ieșire corespunzătoare la fiecare tranziție a impulsului detectată de intrarea de tact a circuitului integrat.

Circuitul simplifică comanda numărătoarelor reversibile prin aceea că permite utilizatorului să apese un buton pentru a incrementa starea ieșirii numărătorului, în timp ce alt buton este pentru decrementare. Fiecare dintre butoanele basculante este conectat la un bistabil realizat cu două porți (N1-N2 și N3-N4) care generează un mic impuls la ieșirea sa când este apăsat butonul corespunzător. N8, care este utilizat ca poartă SAU, primește impulsurile de basculare și împreună cu N7 furnizează la ieșire impulsul de tact pentru numărătorul reversibil.

Bistabilul N5-N6 urmărește modul de numărare selectat și generează nivelul logic corespunzător la intrarea numărătorului reversibil. Ar trebui remarcat că destinația nivelului logic a intrării reversibile în cipul numărător poate fi diferită de la tip la tip; prin urmare, poate fi ne-





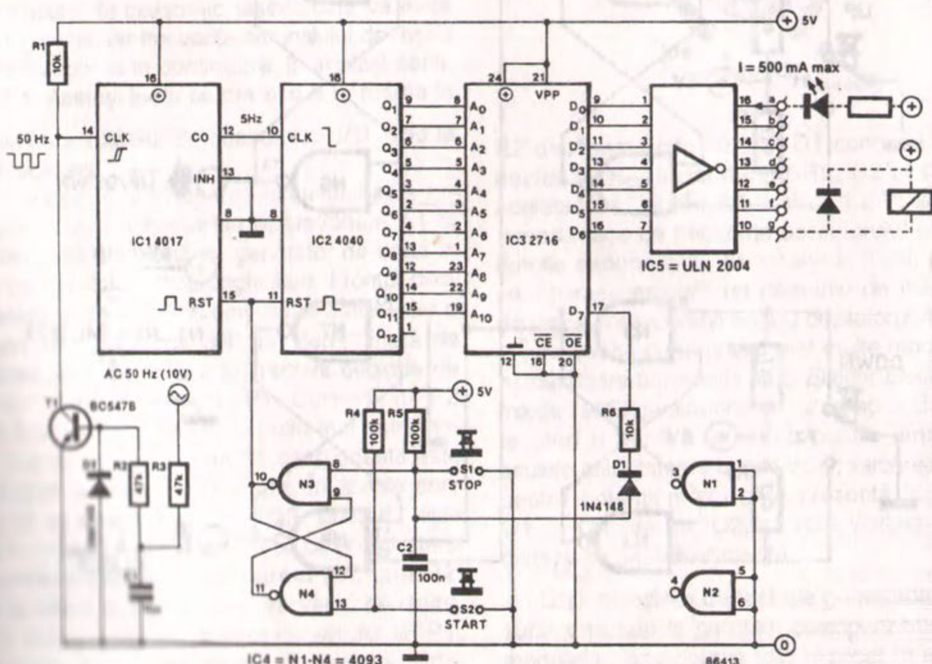
cesar să se inverseze tastele SUS și JOS.

Utilizarea circuitelor integrate numărătoare cu schimbarea stării la trecerea impulsului negativ de tact este de preferat pentru acest montaj, deoarece bistabilul N5-N6 basculează corespunzător la trecerea impulsului de tact pozitiv (vezi fig. 2). Oricum, un dezavantaj minor al utilizării numărătoarelor reversibile comandate de frontul negativ constă în faptul că circuitul reacționează la eliberarea și nu la apăsarea butoanelor SUS și JOS.

În sfârșit, utilizarea tipului 74LS279 nu este în nici un caz obligatorie; o combinație de alte tipuri de circuite integrate TTL ce conțin porțile NAND necesare ar trebui să lucreze la fel de bine, dar nu uitați de poarta NAND cu trei intrări – N8!

130 *Temporizator versatil*

La prima vedere, circuitul permite programarea arbitrară a șapte ieșiri într-o serie de nu mai mult decât 2048 (2^{11}) pași. Mărimea treptei poate fi fixată după necesități. Baza de timp este obținută din tensiunea de rețea. Tranzistorul T1 produce o undă dreptunghiulară din tensiunea de rețea aplicată pe baza sa. Această tensiune dreptunghiulară este divizată cu 10 în



IC1, astfel încât frecvența semnalului la intrarea de tact a lui IC2 este 5 Hz. Circuitul IC2 servește ca numărător de adrese pentru EPROM-ul de tip 2716. Aceasta înseamnă că IC2, după o resetare, numără în sens crescător de la 0 și parcurge adresele succesive din EPROM. Circuitul IC2 are douăsprezece ieșiri care ar permite utilizarea tipului 2732 (4096) pași dar, din motive practice și financiare, aici este utilizat un tip 2716, deoarece în mod normal sunt suficienți 2048 pași.

Ieșirile EPROM-ului sunt separate de o matrice Darlington, IC5, astfel încât șapte ieșiri de comutație sunt accesibile furnizând 500 mA la tensiunea maximă de 50 V. A opta ieșire conține bitul de oprire care oferă facilitatea opririi programului dacă acesta este mai mic de 2048 pași.

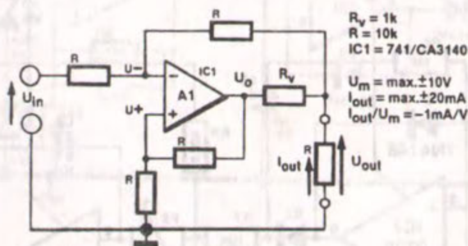
Circuitul de pornire-oprire are la bază bistabilul N3-N4. Când alimentarea este cuplată, IC2 determină ca bistabilul să fie resetat din starea stop. Aceasta înseamnă că atât divizorul IC1 cât și numărătorul IC2 sunt în poziția „zero". Prin urmare, prima adresă din EPROM trebuie să aibă un conținut neutru, deoarece este adresată în starea de stop și astfel apare la ieșire.

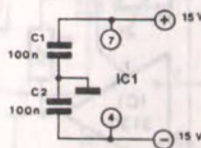
Bistabilul este setat și ambele resetări șterse când se apasă butonul de start. Circuitul IC1 începe atunci să divizeze, iar IC2 începe să numere. Cu această bază de timp, conținutul programat de adrese succesive va apărea la ieșirea bufferelor la intervale de 0,2 s. Numărarea continuă până apare la pinul D7 al EPROM-ului un bit de stop, sau până ce este apăsat butonul de stop S1. Dacă este necesar, poate fi obținută o funcționare HOLD prin conectarea unui comutator în paralel cu condensatorul C1, care permite decuplarea bazei de timp.

Cuplarea unei ieșiri specifice a ... g necesită numai lăsarea neprogramată (logic sus) a poziției bitului corespunzător din EPROM; programarea unui 0 dezactivează ieșirea corespunzătoare. Bitul de stop lucrează cu logică negativă: prin urmare un 0 determină oprirea.

În sfârșit, baza de timp poate fi adaptată pentru fixarea frecvenței de pas dorite și a preciziei.

131 *Convertor tensiune-curent*





Convertorul propus aici (denumit și sursă de curent comandată în tensiune) se bazează numai pe un amplificator operațional și asigură un curent spre sau de la masă, care depinde de tensiunea de intrare. Montajul poate transforma atât tensiuni negative cât și pozitive în curenți negativi (dinspre masă) și, respectiv, curenți pozitivi (spre masă).

Când pentru A1 se utilizează un tip 741 sau CA3140, R_V = 1 k și R = 10 k, Uin = ±10 V max.; Iout = −20 mA max.; g_m = −1 mS. Desigur, dacă este necesar, se poate schimba oricare, sau toate aceste valori, utilizând alt amplificator operațional și modificând valorile rezistențelor. Curentul de ieșire maxim este întotdeauna dependent de amplificatorul operațional utilizat. Pentru ca modificările să fie sigure, se pot dovedi utile următoarele formule:

$$U+ = U- = (Uin - Uout) / 2 + Uout$$

$$U0 = 2[(Uin - Uout) / 2 + Uout] = Uin + Uout$$

$$I_{Rv} = Uin / Rv$$

$$Iout = I_{Rv} + I_R = Uin / Rv + (Uin - Uout) / 2R$$

Dacă R>>Rv (cazul uzual), Iout = Uin / Rv.

132 *Suflați asupra sintetizatorului!*

Circuitele pentru producerea muzicii electronice sunt comandate de obicei de comutatoare cu clape. Nu numai că tastaturile oferă cea mai simplă soluție tehnică pentru producerea schimbărilor rapide ale tonurilor, reproductibile într-un domeniu larg de frecvențe, dar ele se bucură de o popularitate imensă pentru că se consideră a fi mai ușor să înveți să cânți la ele decât la instrumentele cu coarde sau de suflat.

Din acest motiv, nu am încercat să creăm un oboi, flaut sau clarinet electronic cu acest circuit. În orice caz, complexitățile tehnice asociate acestor instrumente vor face prohibitive din punct de vedere al costului (foarte ridicat) variantele lor electrofonice.

Așa că, ceea ce am realizat aici este o facilitate relativ simplă de conversie a puterii de suflare într-o tensiune analogică proporțională, în care volumul sintetizatorului muzical poate fi comandat; tonul rămâne comandat de la comutatoarele cu clape. Fără îndoială, mulți dintre dumneavoastră, cititori ingenioși, veți fi capabili să concepeți diferite alte aplicații ale convertorului.

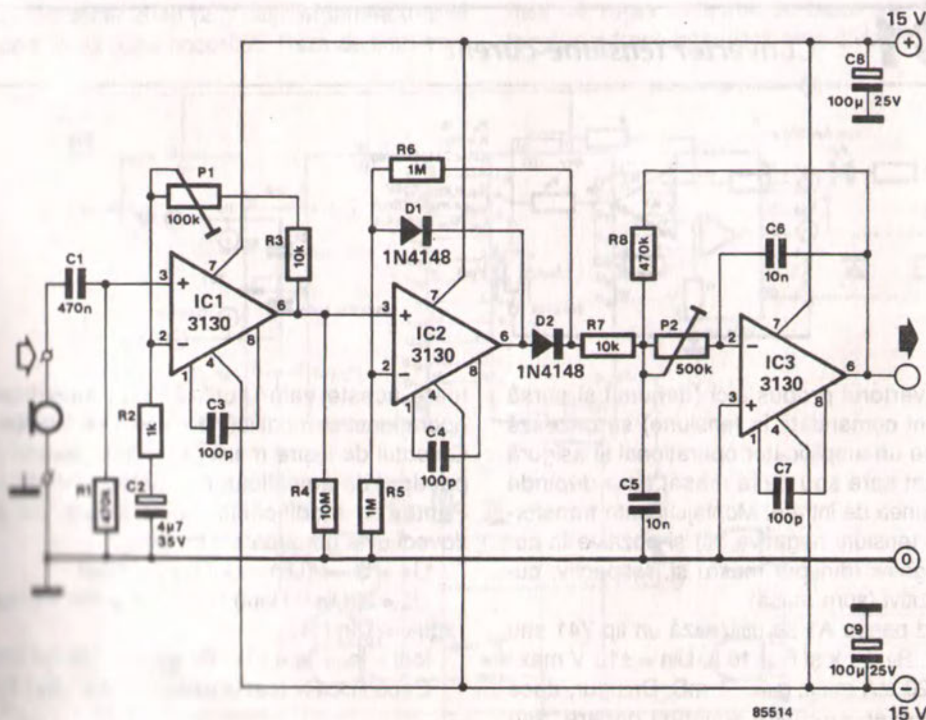
Circuitul nu funcționează direct de la expirație, ci din zgomotul generat de aceasta. Un tub subțire, flexibil, la care poate fi atașat un muștiuc, conduce într-o cutie închisă în care au fost fixate nu numai circuitul, ci și un microfon ieftin.

Zgomotul recepționat de microfon este amplificat în IC1, a cărui amplificare poate fi reglată cu P1 și, în consecință, redresată de IC2-D1-D2. Un filtru activ trece-jos elimină majoritatea denivelărilor tensiunii de ieșire.

Pentru a păstra circuitul pe cât de simplu posibil, am optat pentru un compromis între sensibilitate și variațiile de la ieșire: relația între aceste două proprietăți poate fi reglată cu P2.

Dacă aveți un osciloscop cu baleiaj lent, calibrarea convertorului nu ar trebui să ridice probleme.

Mai întâi se reglează valoarea lui P1 astfel



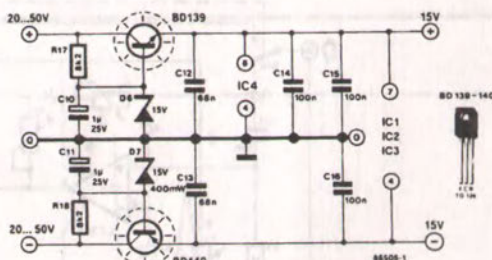
încât, tensiunea de ieșire, la o suflare puternică în tub, să nu determine comanda maximă (dependentă de sensibilitatea instrumentului care urmează).

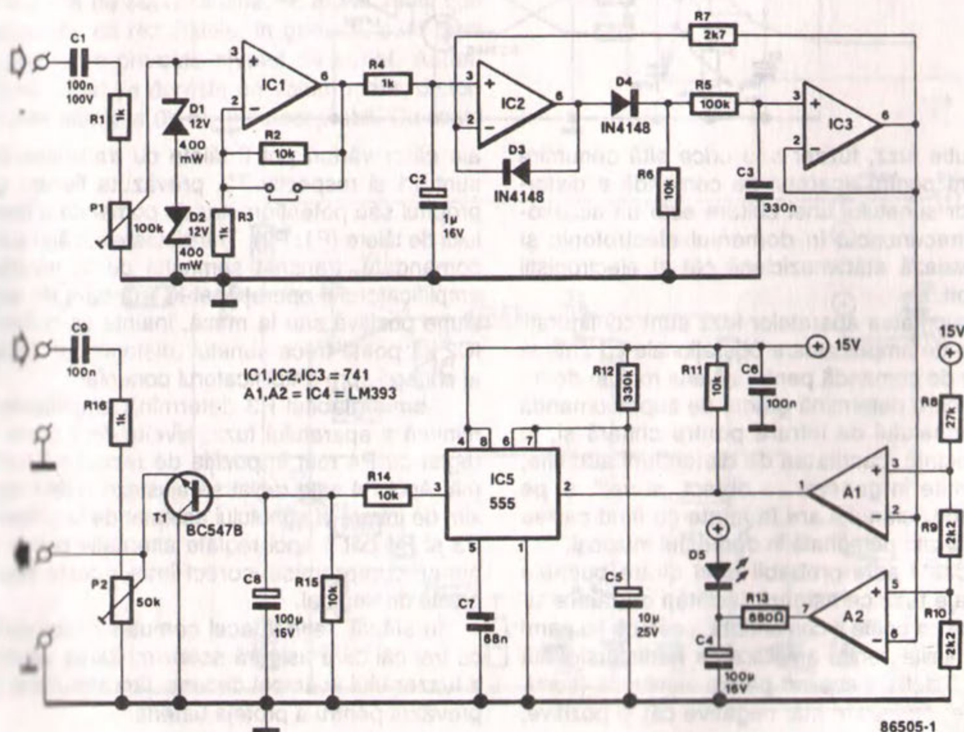
Apoi se reglează P2 astfel încât semnalul de ieșire să fie relativ fără ondulații, în timp ce convertorul reacționează încă la răsuflare normală. Cel mai bine ar trebui prevăzut aici un filtru în trepte, dar acest lucru ar crește prețul de cost.

133 *Limitator de sunete disco*

Valoarea zgomotului dintr-o discotecă este direct proporțională cu nivelul sonor al acestuia. Circuitul propus aici nu poate fi invalidat de către disc-jockey deoarece este construit în interiorul amplificatoarelor de ieșire utilizate în discoteci. Funcționarea sa este efectiv amuzantă: dacă nivelul de sunet preselectat este depășit, intrarea amplificatorului este scurtcircuitată pentru câteva secunde. Orice disc-jockey căruia i s-a întâmplat de câteva ori acest lucru – va renunța rapid să mai încerce să depășească bariera de sunet.

Amplificatorul de putere este conectat la intrarea de măsură a circuitului dat (C1). Acest semnal este aplicat prin P1 (care fixează volumul maxim) unui filtru trece-jos R4-C2 și bufferului IC1. În cazul intrărilor de linie, acest amplificator operațional poate da un câștig de 20 dB prin omiterea legăturii la bornele lui R2.



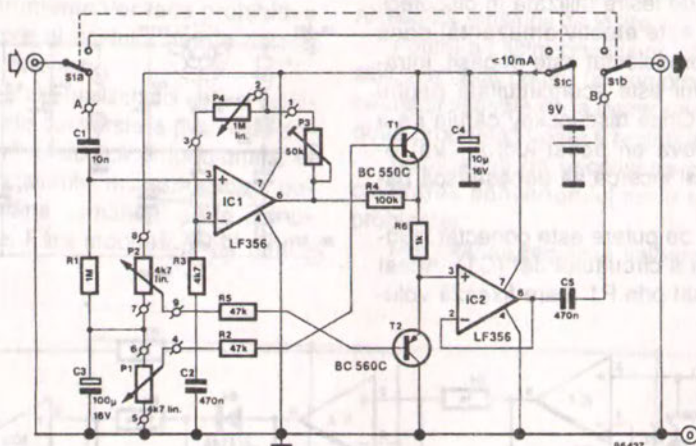


Semnalul de la filtrul trece-jos este redresat (semiundă) de IC2 și IC3. Tensiunea continuă rezultată este aplicată la A1 și A2 care o compară cu două tensiuni de referință obținute de la divizorul de potențial R8-R9-R10. Când este depășit primul prag, D5 se aprinde pentru a avertiza că nivelul maxim de sunet a fost aproape atins. Când nivelul sunetului crește în această situație cu 6 dB, basculează și A1 care, la rândul său, basculează monostabilul IC5.

Semnalul de intrare în amplificatorul de putere (prin C9, R16 și P2) este în acest caz scurtcircuitat la masă prin T1. Rezistențele R14 și R15 și condensatorul C8 elimină orice „clicuri" în difuzoare.

Puterea circuitului dat poate fi obținută de la amplificatorul de ieșire. Tensiunea de alimentare, în mod normal, suficient de mare, este redusă aici la ±15 V, de două tranzistoare complementare de putere. Consumul de curent al circuitului este circa 40 mA.

134 *Montaj fuzz pentru chitară*



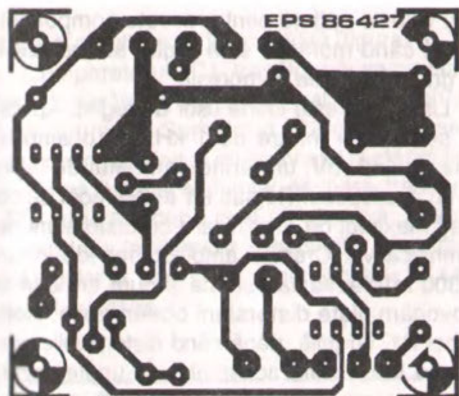
Cutie fuzz, fuzzer sau orice altă denumire folosim pentru aparatul de comandă a distorsiunilor sunetului unei chitare este un accesoriu binecunoscut în domeniul electrofonic și interesează atât muzicienii cât și electroniștii amatori.

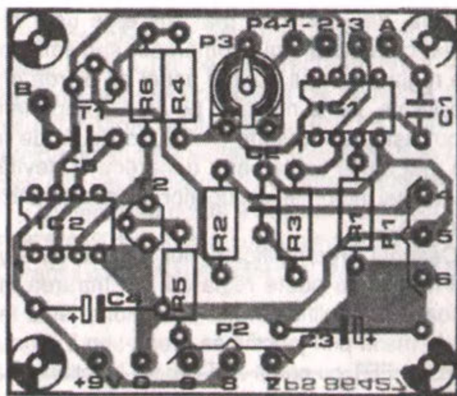
Majoritatea aparatelor fuzz sunt configurații simple de amplificatoare operaționale cu câteva forme de comandă pentru nivelul maxim de intrare, care determină gradul de supracomandă al semnalului de intrare pentru chitară și, în consecință, cantitatea de distorsiuni audibile, denumite în general ca obiect „sunet", și pe care muzicianul îl are în minte ca fiind cartea sa de vizită personală în domeniul muzical.

Acesta este probabil unul dintre puținele montaje fuzz ce asigură facilități de tăiere simetrică ce poate fi comandată, ceea ce înseamnă că limita pentru amplificarea nedistorsionată poate fi definită separat pentru semiunda (semiundele) de intrare atât negative cât și pozitive, ale căror vârfuri pot fi tăiate cu tranzistoarele sunt T1 și respectiv T2, prevăzute fiecare cu propriul său potențiometru de comandă a nivelului de tăiere (P1; P2). Tranzistoarele, când sunt comandate, transmit semnalul de la intrarea amplificatorului operațional IC1 la bara de tensiune pozitivă sau la masă, înainte ca bufferul IC2 să poată trece sunetul „distorsionat" fuzzy al chitarei spre amplificatorul conectat.

Semireglabilul P3 determină amplificarea minimă a aparatului fuzz; nivelul dorit poate fi reglat cu P4 rotit în poziția de rezistență minimă. Apoi P4 este reglat să ajusteze nivelul maxim de intrare al sunetului așteptat de la chitară. P3 și P4 pot fi apoi reglate alternativ pentru a nimeri compromisul corect între aceste două nivele de semnal.

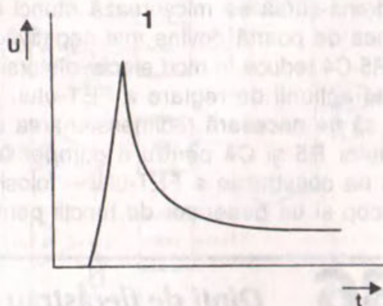
În sfârșit, rețineți acel comutator basculant cu trei căi care asigură scurtcircuitarea ușoară a fuzzer-ului în timpul deconectării simultane și prevăzut pentru a proteja bateria.

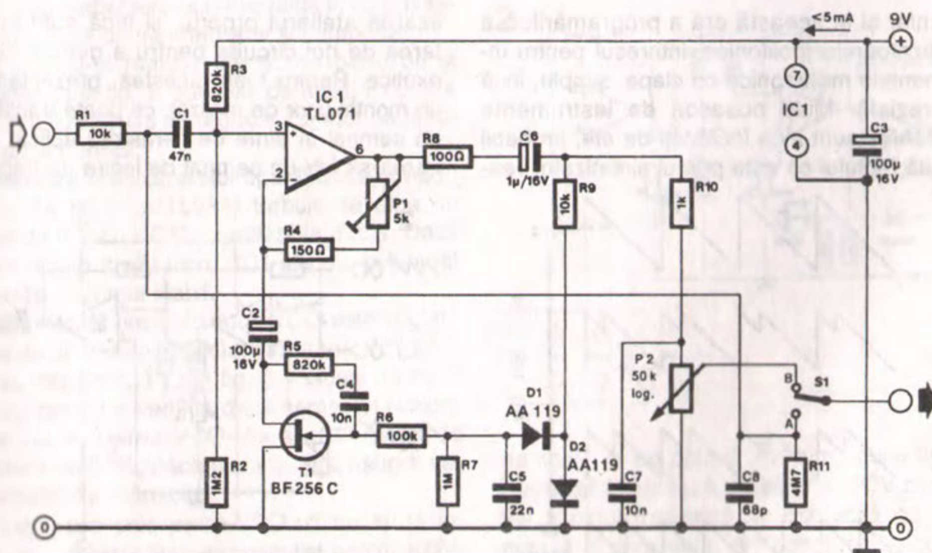




135 *Limitator pentru chitară*

Caracteristica de bază a unei corzi poate fi analizată ca o creștere abruptă, un impuls sub formă de ac, cu o cădere aproape exponențială – vezi fig. 1. Această caracteristică particulară de amplitudine poate fi reprodusă cu fidelitate de un amplificator care lucrează mult sub limita de suprasarcină, și, astfel, mulți chitariști știu că rezultatele, în general, sunt prea slabe în ce privește nivelul de sunet. Astfel, atunci când se dorește un volum mare, distorsiunile ajung la un nivel inacceptabil. Cu toate





acestea, neajunsul de mai sus este ușor remediat cu ajutorul unui compresor sau limitator bine reglat, sunetul putând astfel să piardă din agresivitate. De la montajul pe care-l propunem se pot aștepta rezultate mai bune decât de la cele mai multe limitatoare, deoarece el devine activ numai în domeniul superior al caracteristicii dinamice.

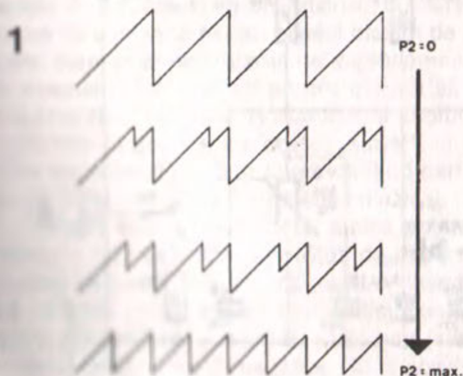
Câștigul preamplificatorului realizat cu ajutorul lui IC1 se poate regla cu P1. Intrarea inversoare a amplificatorului operațional este legată la masă prin joncțiunea drenă-sursă a unui tranzistor FET cu canal n, T1, care funcționează în acest montaj ca o rezistență controlată în tensiune, ce este comandat cu o tensiune de poartă negativă obținută de la semnalul de ieșire al limitatorului. Câștigul amplificatorului operațional este astfel invers proporțional cu tensiunea de poartă a FET-ului, a cărui rezistență drenă-sursă se micșorează atunci când tensiunea de poartă devine mai negativă. Rețeaua R5-C4 reduce în mod efectiv distorsiunile datorate acțiunii de reglare a FET-ului. Este posibil să fie necesară redimensionarea componentelor R5 și C4 pentru a compensa toleranța de construcție a FET-ului – folosiți un osciloscop și un generator de funcții pentru a găsi valorile optime pentru aceste componente atunci când montajul este reglat să lucreze la un grad maxim de compresie.

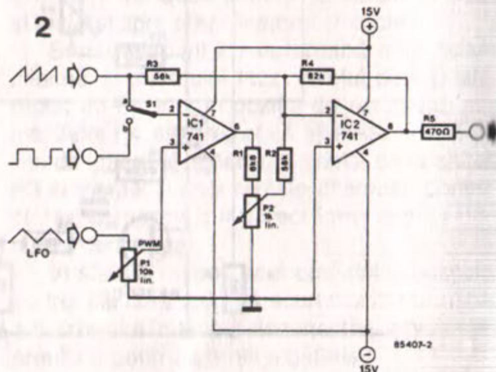
Limitatorul este foarte ușor de reglat. Aplicați un semnal de intrare de 1 kHz cu o amplitudine de 150 mV, urmărind semnalul de ieșire cu un osciloscop. Reglați P1 astfel încât să obțineți maximul de amplificare cu distorsiuni nesemnificative. Creșteți amplitudinea de intrare la 300 mV: aceasta este ca și cum am dori să provocăm niște distorsiuni observabile. Rotiți înapoi P1, cu grijă, până când distorsiunile sunt reduse la un nivel acceptabil. În unele cazuri, când distorsiunile rămân prea mari indiferent de reglajul lui P1, trebuie să înlocuim pe T1, deoarece tipul BF256C prezintă un spectru larg de toleranțe al parametrilor.

Limitatorul propus lasă domeniul inferior al caracteristicii nemodificat, în timp ce realizează o compresie ușoară a amplitudinii de vârf a semnalului de intrare. Reglat perfect, montajul nu va suferi de binecunoscutele efecte colaterale cum ar fi „zgomotul de respirație" și de tăiere care apar frecvent la alte montaje, în timp ce permite amplificatoarelor de chitară să fie comandate cu 3 dB în plus fără a se produce distorsiuni apreciabile.

136 *Dinți de fierăstrău melodici*

Chiar și în această eră a programărilor, a sintetizatoarelor polifonice, interesul pentru instrumentele monofonice cu clape, simple, încă mai rezistă. Mulți posesori de instrumente FORMANT sunt încă încântați de ele, probabil datorită faptului că este primul sintetizator realizat în atelierul propriu, și încă sunt în căutarea de noi circuite pentru a genera sunete exotice. Pentru toate acestea, prezentăm aici un montaj ușor de realizat, ce poate transforma un semnal în dinte de fierăstrău aplicat la intrarea sa într-un semnal de ieșire de frecvență





dublă și amplitudine înjumătățită (figura 1).

Comparatorul IC1 transformă semnalul în dinte de fierăstrău într-un semnal dreptunghiular (vezi figura 2). Sumatorul IC2 combină semnalul de intrare inițial cu semnalul rectangular.

Un oscilator suplimentar de joasă frecvență, LFO, conectat după cum se observă, produce o modulație în lățime a impulsurilor semnalului rectangular și are un efect benefic asupra semnalului de ieșire.

Atunci când S1 este trecut pe poziția b, se poate injecta un semnal rectangular a cărui frecvență este independentă de frecvența semnalului în dinte de fierăstrău, fapt ce crește puternic numărul de variațiuni melodice, așa după cum știu cei familiarizați cu sintetizatoarele.

Alimentarea poate fi obținută fie direct de la FORMANT fie de la o sursă simetrică de ±15 V. Curentul consumat nu este mai mare de 10 mA.

137 *Generator de sunete metalice de percuție*

Scopul acestui montaj este de a obține, într-un sintetizator, un sunet de frecvență înaltă, echivalent cu cel produs de instrumente de percuție cum ar fi talgerele, gongul sau nicovala. Figura 1 arată că generatorul cuprinde patru generatoare comandate în tensiune (VCO), independente, care furnizează semnale de ieșire dreptunghiulare unei combinații de porți SAU-EXCLUSIV (XOR).

Una din cele patru KOV identice (tensiunea de ieșire de la clape) care comandă VCO-urile este prezentată în figura 2. Folosirea unor tipuri de amplificatoare operaționale rapide asigură funcționarea liniară a VCO-urilor până la 4 kHz, în timp ce FET-ul T1 îmbunătățește și mai mult liniaritatea curbei tensiune-frecvență în ce privește combinația dintre integrator și comparator.

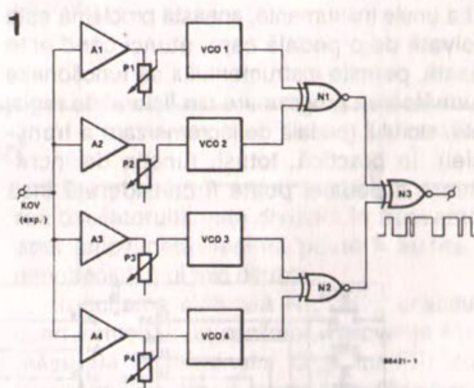
Cu VCO-ul realizat identic de patru ori și conectat ca în fig. 1, punctele de reglaj P1 ... P4 permit utilizatorului să regleze sunetul de la ieșire după dorință.

Ieșirea amplificatoarelor operaționale tampon A1 ... A4 (IC1 tip TL084) trebuie să aibă un offset de 0 V cu KOV conectată la masă. Dacă nu se obține acest lucru, IC1 trebuie schimbat cu un tip mult mai stabil.

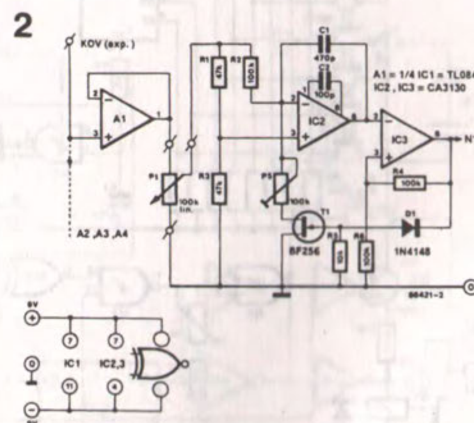
Liniaritatea fiecărui circuit VCO este reglată cu ajutorul semireglabilului din drena FET-ului, P5 și, respectiv, T1 din fig. 2. Folosiți un osciloscop pentru a verifica dacă semnalul rectangular de la ieșirea VCO-ului are un factor de umplere de 50%; dacă nu, acționați asupra semireglabilului respectiv.

Deoarece cele patru VCO-uri nu au la intrări un convertor liniar-exponențial pentru KOV, prezentul circuit nu poate fi folosit cu claviatură

1



2



de tipul 1 V pe octavă. Oricum, multe tipuri de claviaturi furnizează un semnal KOV exponențial a cărui frecvență se dublează cu fiecare octavă și care sunt, din acest motiv, compatibile cu folosirea acestui generator.

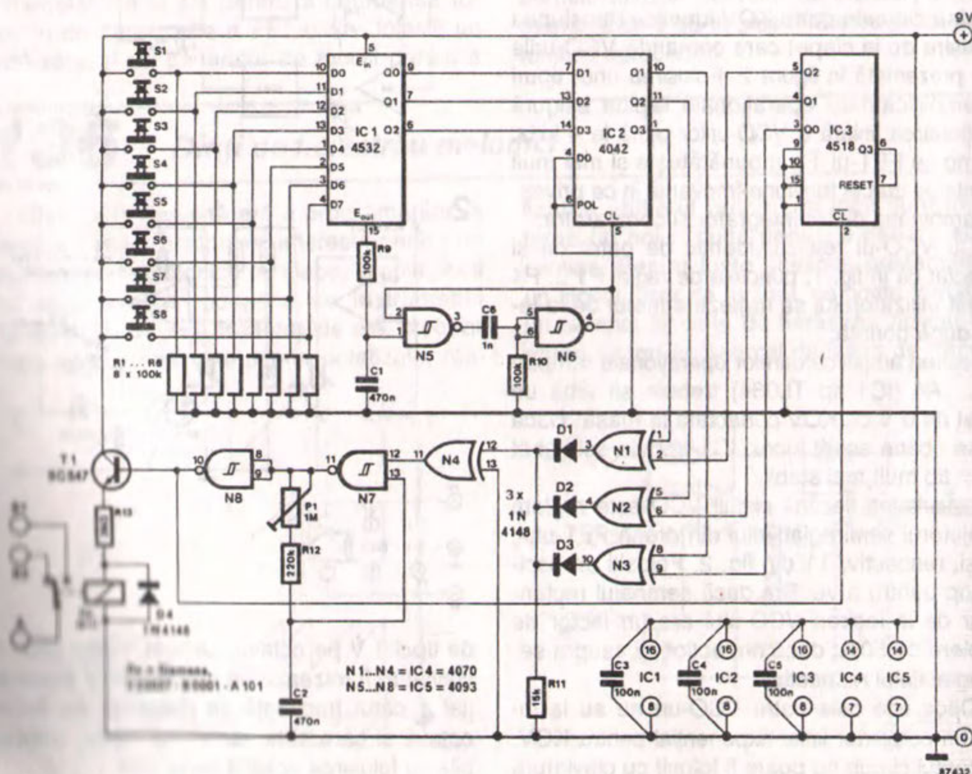
138 *Circuit de „transmisie"*

Acest montaj ajută la comutările dintre reglajele programate pe sintetizatoare, expandoare și alte instrumente electrofonice. Multe dintre acestea au unele facilități în memorarea sau salvarea reglajelor instrumentului, realizate de utilizator, ceea ce în mod obișnuit se referă la „transmisie", în jargonul amatorilor de instrumente electrofonice. Deși această facilitate este de mare ajutor multor muzicieni, apare însă o problemă atunci când transmisia trebuie apelată într-o succesiune rapidă, în timpul execuției unei partituri.

La unele instrumente, această problemă este rezolvată de o pedală care, atunci când este apăsată, permite instrumentului să funcționeze cu următoarea programare din fișierul de reglaj al utilizatorului (pedală de incrementare a transmisiei). În practică, totuși, funcția de incrementare a pedalei poate fi considerată încă incomodă.

Presupunând că instrumentul în cauză permite folosirea a opt transmisii, pedala va trebui să fie apăsată nu mai puțin de șapte ori, pentru o comutare de la transmisia 3 la 2. Aceasta este, de obicei, o sarcină incomodă atunci când se cântă simultan la taste.

Acest montaj folosește un releu al cărui contact este conectat la intrarea de pedală a instrumentului. Utilizatorul apasă o tastatură numerotată de la 1 la 8 pentru a selecta transmisia dorită, iar montajul va determina activarea automată a contactului releului, simulând numărul necesar de apăsări ale pedalei. Cu referire la schema montajului, IC1 este un codificator de prioritate ale cărui ieșiri $Q_0 \div Q_2$ furnizează codul binar al tastelor $S_1 \div S_8$. Impulsul la terminalul E_{out} este întârziat în R_9-C_1 și transmis la N_5 - N_6, utilizat pentru înscrierea



memoriei de 4 biți, IC_2. Ieșirile $Q_1 \div Q_3$ ale acestui circuit sunt aplicate la intrările porților SAU-EXCLUSIV (XOR) $N_1 \div N_3$, împreună cu ieșirile numărătorului IC_3, a cărui stare binară a ieșirilor este presupusă inițial egală cu cea a lui IC_2. Apăsarea unuia dintre butoanele $S_1 \div S_8$ determină schimbarea ieșirii lui IC_2, iar una dintre ieșirile porților XOR va trece în stare sus. Această comutare pornește oscilatorul N_7 astfel încât impulsurile de ieșire, inversate în N_8 și separate cu T_1, anclanșează releul și incrementează numărul de transmisii de la instrument. Impulsurile de la oscilator sunt aplicate de asemenea numărătorului binar IC_3, care este programat să numere de la 0 la 7, deoarece ieșirea sa Q_3 acționează intrarea RESET. După maximum 7 impulsuri, nivelele logice aplicate la fiecare poartă XOR sunt iarăși identice, așa că oscilatorul este oprit prin intermediul lui N_4.

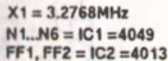
Alegerea dintre contactul normal închis sau deschis al releului este dictată de tipul de pedală pe care-l înlocuiește acest montaj. Semireglabilul P_1 este reglat în așa fel încât instrumentul să poată urmări acționările releului. După punerea sub tensiune a montajului, este necesar să apăsați în primul rând pe S_1, apoi selectați primul program al instrumentului, și, în final, faceți cea mai convenabilă legătură dintre acesta și transmisie.

Montajul, fără releu, consumă numai câtiva miliamperi. Prototipul, echipat cu un releu Siemens, a consumat numai 50 mA de la o sursă de 9 V.

139 Diapazon pilotat cu cuarț

Instrumentele muzicale sunt acordate cu ajutorul unei surse de semnal care generează un sunet de 440 kHz. Un diapazon electric este superior celui mecanic în ceea ce privește dimensiunile, greutatea și stabilitatea termică. Stabilitatea este obținută prin pilotarea sursei de semnal de către un oscilator cu cuarț. Ieșirea oscilatorului este divizată în frecvență iar apoi amplificată. Ieșirea poate fi auzită prin intermediul unui mic difuzor.

În schema alăturată N_1, N_2 și cristalul de cuarț formează un oscilator. Frecvența exactă, măsurată la terminalul Q al lui FF_1 cu un frecvențmetru calibrat, poate fi modificată cu C_1.



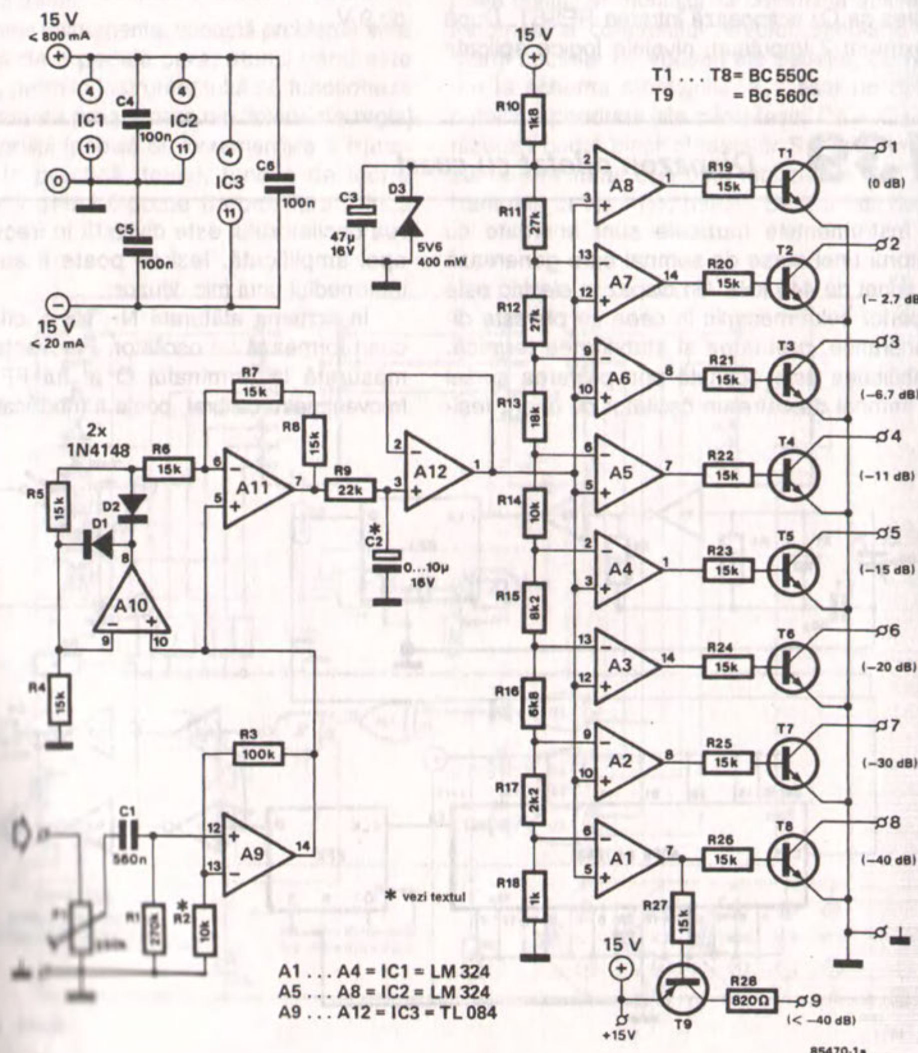
86478 - 1

Divizorul tip 4059 poate fi ușor programat să divizeze cu diferiți factori. Un factor de umplere de 50 la sută este asigurat de FF_2.

Traductorul este șuntat de un condensator de 100 nanofarazi, deoarece multe dintre traductoare au un răspuns în frecvență mai bun la frecvențe acute decât la cele joase, ceea ce provoacă sunete foarte stridente.

140 *Indicator de nivel pentru sunete*

Acest original indicator este ideal pentru a fi folosit într-o discotecă. El constă din opt coloane echidistante care au câte opt LED-uri așezate sub formă de stea, astfel încât LED-urile corespunzătoare din cele opt coloane formează cercuri concentrice, așa cum se poate observa în figura 1b. Cu cât sunetul este mai puternic, cu atât se vor aprinde mai multe cercuri, dând impresia unei stele care își schimbă constant strălucirea.

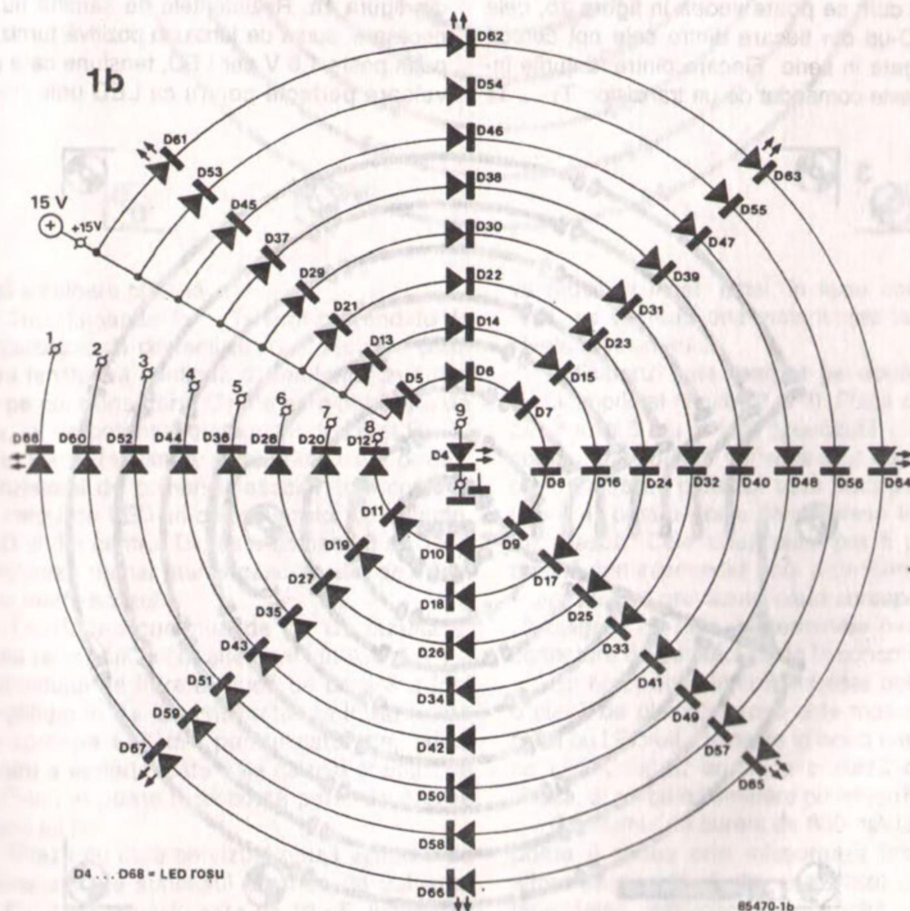


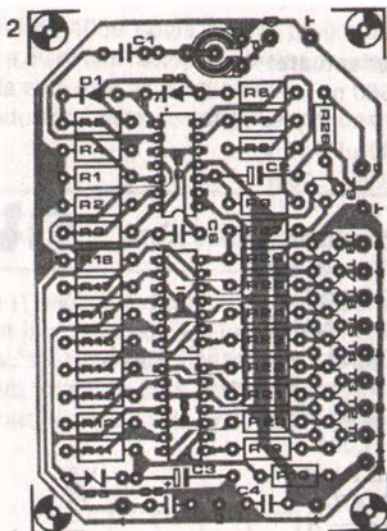
Lista de componente:

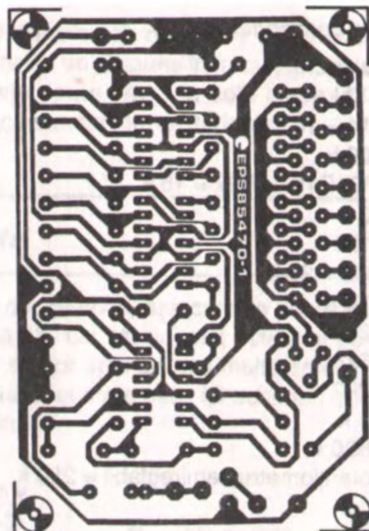
Rezistențe:
R1 = 270 k
R1*, R14 = 10 k
R3 = 100 k
R4 ... R8, R19 ... R27 = 15 k
R9 = 22 k
R10 = 1k8
R11, R12 = 27 k
R13 = 18 k
R15 = 8k2
R16 = 6k8
R17 = 2k2
R18 = 1 k
R28 = 820 Ω
P1 = potențiometru semireglabil = 250 k

Condensatoare:
C1 = 560 n
C1* = 0 ... 10 μF / 16 V
C3 = 47 μF / 16 V
C4 ... C6 = 100 n

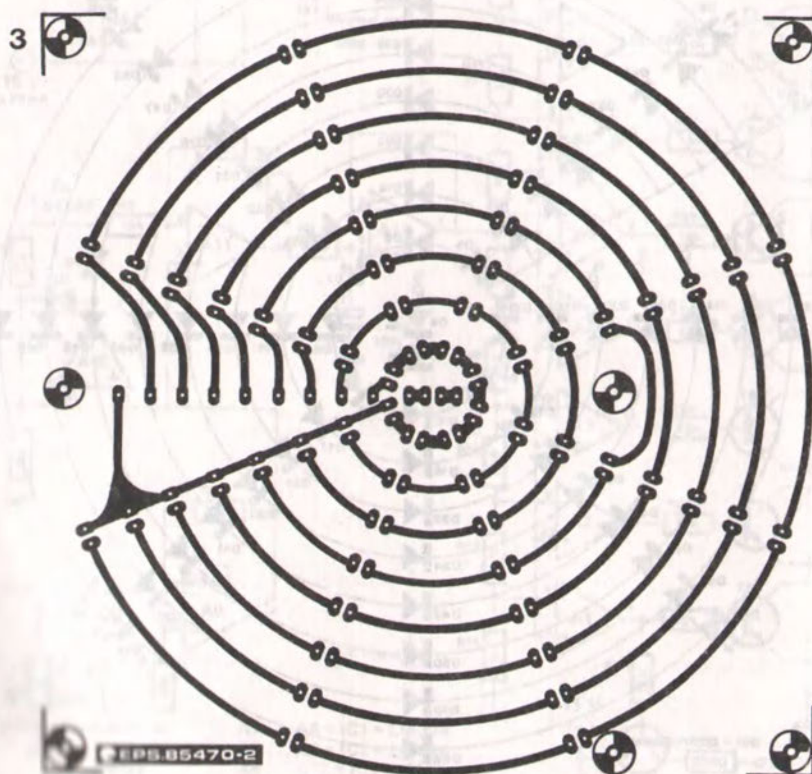
Semiconductoare:
T1 ... T8 = BC550C
T9 = BC560C
D1, D2 = 1N4148
D3 = diodă Zener 5V6/400 mW
D4 ... D68 = LED roșu
IC1, IC2 = LM324
IC3 = TL084
* = vezi textul
PCB 85470-1
85470-2

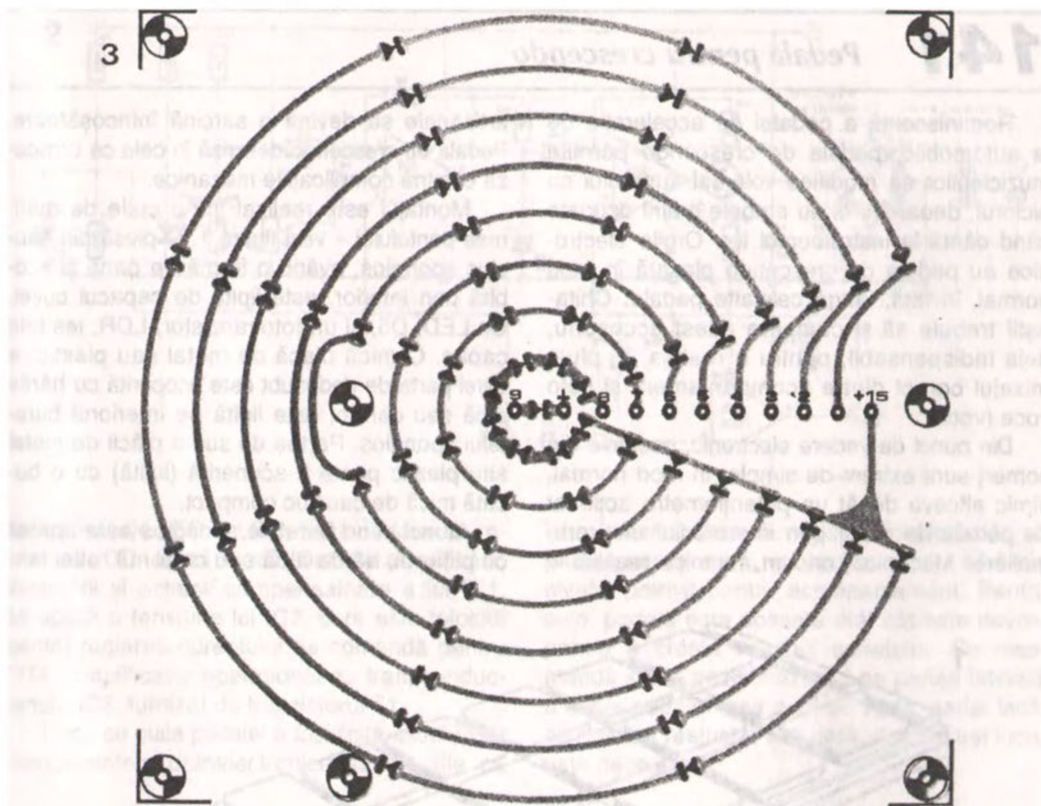






Așa cum se poate vedea în figura 1b, cele opt LED-uri din fiecare dintre cele opt cercuri sunt legate în serie. Fiecare dintre lanțurile înseriate este comandat de un tranzistor: T_1 ... T_8 din figura 1a. Rezistențele de sarcină nu sunt necesare: sursa de tensiune pozitivă furnizează puțin peste 1,8 V per LED, tensiune care are o valoare perfectă pentru ca LED-urile roșii să





albă o culoare plăcută.

Tranzistoarele T_1 ... T_8 sunt comandate de amplificatoarele diferențiale A_1 ... A_8, care compară tensiunea continuă dependentă de sunet de pe condensatorul C_2, ce este separată de A_{12}, cu un potențial determinat de D_3 și R_{11} ... R_{18}. Dacă rezultatul comparării este pozitiv, tranzistorul de comandă asociat este comutat iar cercul de LED-uri corespunzător se aprinde. LED-ul din centru, D_4, este comandat de T_9 și luminează numai atunci când nivelul de sunet este foarte scăzut.

Tensiunea continuă de pe C_2 rezultă în urma redresării dublă alternanță în A_{10} și A_{11} a semnalului de intrare, după ce acesta a fost amplificat în A_9. Sensibilitatea la intrare este de aproape 600 mV pentru saturație, adică pentru a aprinde toate cele șaizeci și patru de LED-uri, și poate fi crescută prin micșorarea valorii lui R_2.

Viteza cu care se vizualizează variațiile de intensitate ale sunetului depinde de valoarea lui C_2: dacă aceasta este de 10 µF, lumina se va modifica încet, altfel, în lipsa condensatorului, ea va reacționa instantaneu la diferitele nivele ale sunetului.

Indicatorul este realizat pe două plăci de circuit imprimat (figurile 2 și 3). Placa cu LED-uri din figura 3 nu a fost prevăzută cu cablajul componentelor din considerente estetice. Oricum, plasarea pieselor este dată pe placă în figura 4, pentru aceia care doresc totuși să o folosească. Cele două plăci pot fi prinse împreună prin intermediul unor distanțiere: în acest scop, au fost prevăzute găuri corespunzătoare ce asigură ca cele 11 terminale pentru interconectare de pe plăci să fie în concordanță.

Un efect optic interesant este obținut când o placă de plexiglas roșu este montată în fața plăcii cu LED-uri. Refracția în acest material face ca LED-urile să arate ca o sursă de lumină difuză, și nu ca o iluminare punctiformă.

Consumul de curent de 800 mA la saturație poate fi redus prin micșorarea tensiunii de alimentare la 12 V, dar acest fapt va reduce, bineînțeles, strălucirea indicatorului.

141 *Pedală pentru crescendo*

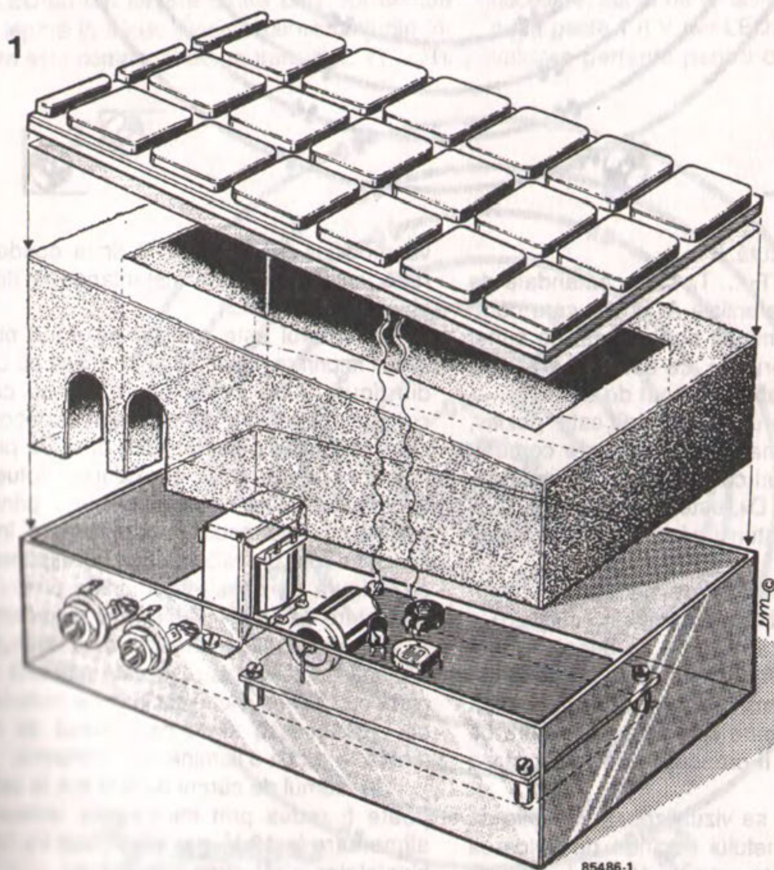
Reminiscență a pedalei de accelerație de la automobile, pedala de crescendo permite muzicienilor să modifice volumul sunetului cu piciorul, deoarece ei au ambele mâini ocupate când cântă la instrumentul lor. Orgile electronice au pedala de crescendo plasată în mod normal, în față, lângă celelalte pedale. Chitariștii trebuie să-și cumpere acest accesoriu, deja indispensabil, pentru a realiza, în plus, mixajul corect dintre acompaniament și solo voce (voci).

Din punct de vedere electronic, pedalele din comerț sunt extrem de simple: în mod normal, nimic altceva decât un potențiometru acționat de pedala de picior prin intermediul unei cremaliere. Mecanica, oricum, face ca realizările artizanale să devină o sarcină înfricoșătoare. Pedala de crescendo descrisă în cele ce urmează elimină complicațiile mecanice.

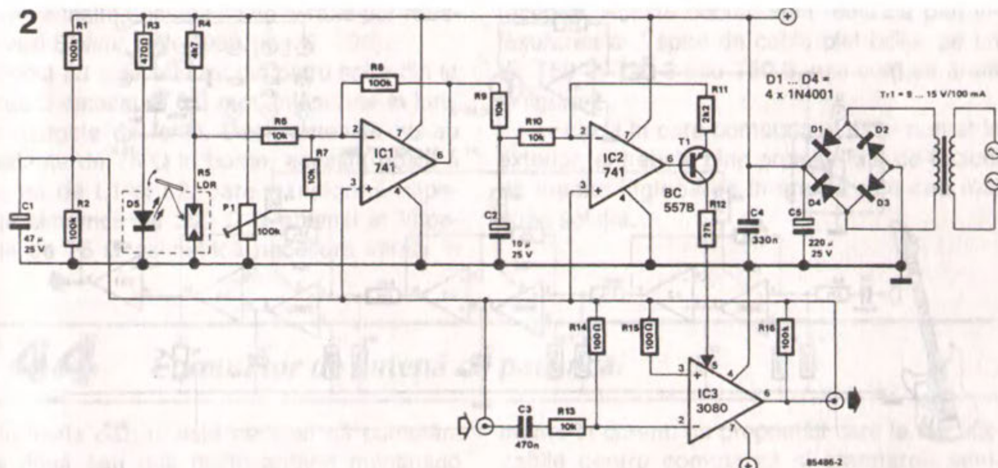
Montajul este realizat într-o cutie de mărimea pantofului – vezi figura 1. O piesă din cauciuc spongios, având o formă de pană și scobită prin interior, este lipită de capacul cutiei. Un LED, D5, și un fototranzistor, LDR, ies prin capac. O mică placă de metal sau plastic, a cărei parte de dedesubt este acoperită cu hârtie albă sau carton, este lipită pe interiorul buretelui spongios. Partea de sus a plăcii de metal sau plastic poate fi acoperită (lipită) cu o bucată mică de cauciuc compact.

Atunci când buretele spongios este apăsat cu piciorul, hârtia albă sau cartonul reflectant

1



2



se apropie de LED și LDR, ceea ce face ca rezistența LDR-ului să scadă. Datorită amplificării, inversării și acțiunii compensatoare a lui IC1, se aplică o tensiune lui IC2, care este folosită pentru reglarea curentului de comandă pentru OTA (amplificator operațional cu transconductanță), IC3, furnizat de tranzistorul T1.

După ce cutia pedalei a fost lipită astfel încât componentele optoelectronice să se afle ca într-o cameră obscură, reglați P1 astfel încât, cu pedala neacționată, volumul sunetului să fie la nivelul potrivit pentru acompaniament. Pentru solo, pedala este apăsată atât cât este nevoie pentru a crește volumul sunetului. Se recomandă să se poziționeze P1 pe partea laterală a cutiei pedalei, așa cum se vede, astfel încât să poată fi reajustat altă dată, dacă acest lucru este necesar.

142 *WAU-WAU pentru chitară*

În această epocă a electronicii, un montaj wau-wau încă este un mod obișnuit de animare a unui sunet obosit de chitară. Un astfel de montaj, care este în esență un filtru trece - jos sau trece - bandă cu un factor Q mare, poate fi realizat în diferite feluri. Primele realizări au fost invariabil bazate pe filtre active (tranzistorizate) dublu T.

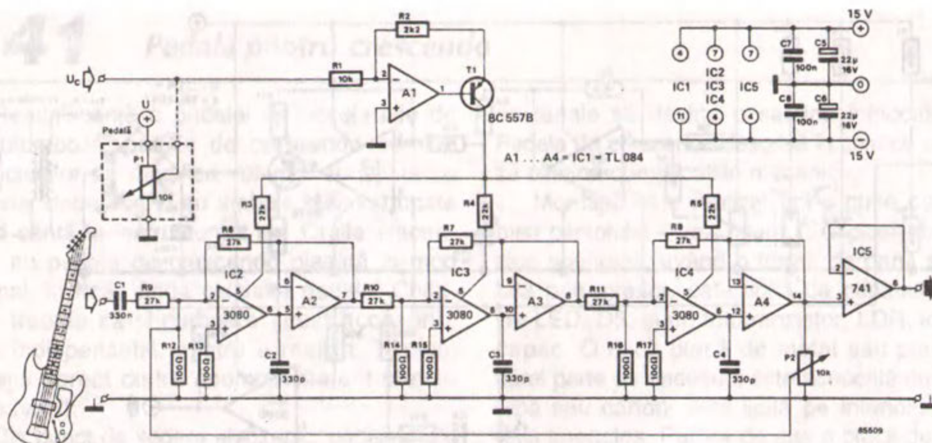
Montajul de față, utilizând amplificatoare operaționale și amplificatoare operaționale cu transconductanță (OTA) este mult mai complex, mult mai eficient și mult mai sigur. Trei perechi de amplificatoare operaționale, fiecare constând dintr-un OTA și un amplificator tampon, în legătură cu condensatoarele C2, C3 și C4, formează un filtru trece-jos.

Deoarece rezistențele serie obișnuite au fost înlocuite de surse de curent comandate în tensiune (OTA), frecvența de tăiere a filtrului este determinată de curentul ce străbate pinul 5 al circuitelor 3080. Acești curenți sunt, la rândul lor, direct proporționali cu tensiunea de comandă aplicată la intrare, Uc, care a fost prelucrată în A1 și T1. Această tensiune, ce este obținută de la o pedală de crescendo, poate avea orice valoare cuprinsă între 0 V și aproximativ 12 V.

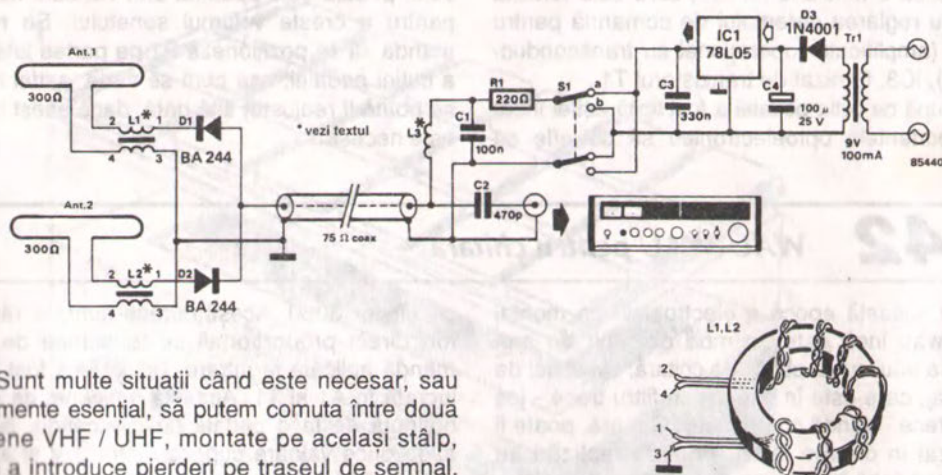
Reacția negativă de la ieșire spre intrare permite ca factorul Q al filtrului să fie reglat cu P2.

Pedala de crescendo poate fi realizată așa cum a fost descrisă în articolul anterior; ea poate fi chiar plasată în aceeași cutie cu acest filtru wau-wau!

Este foarte greu să descrii sunete, și suntem siguri că acei chitariști care citesc prezenta carte vor experimenta în orice caz montajul și nu insistăm asupra a ceea ce se așteaptă de la acest artificiu muzical. Nu este necesar nici un reglaj: montajul va funcționa sau nu va funcționa deloc!



143 Comutator de antenă electronic VHF / UHF



Sunt multe situații când este necesar, sau realmente esențial, să putem comuta între două antene VHF / UHF, montate pe același stâlp, fără a introduce pierderi pe traseul de semnal. Comutatorul propus în cele ce urmează face toate acestea prin intermediul cablului coaxial de coborâre. Comutatorul și sursa de mică putere asociată acestuia sunt amplasate lângă receptor. Sursa de alimentare, realizată cu un mic transformator de rețea, o diodă redresoare și un regulator de tensiune cu trei pini, furnizează o tensiune continuă de 5 V, a cărei polaritate poate fi schimbată prin intermediul comutatorului bipolar dublu, S1. Polii comutatorului sunt conectați la cablul coaxial prin rețeaua de decuplare L3-C1. Rezistența R1 are rol de limitator de curent pentru diodele P-I-N D1 și D2. Care dintre aceste diode este în conducție – depinde de polaritatea tensiunii aplicate cablului coaxial. Semnalul de la antenă asociat diodei în conducție este aplicat la intrarea circuitului de acord sau a receptorului, în timp ce celălalt semnal este blocat.

O diodă P-I-N este o diodă semiconductoare care conține o zonă de semiconductor de tip i plasată între zonele de tip p și n. Ele se folosesc invariabil ca diode de comutație. Cea mai importantă proprietate a lor este o capacitate proprie foarte mică, ceea ce face ca la

frecvențe înalte acestea să fie virtual pur rezistive (vezi *Elektor*, iunie 1983, pag. 6 ... 36).

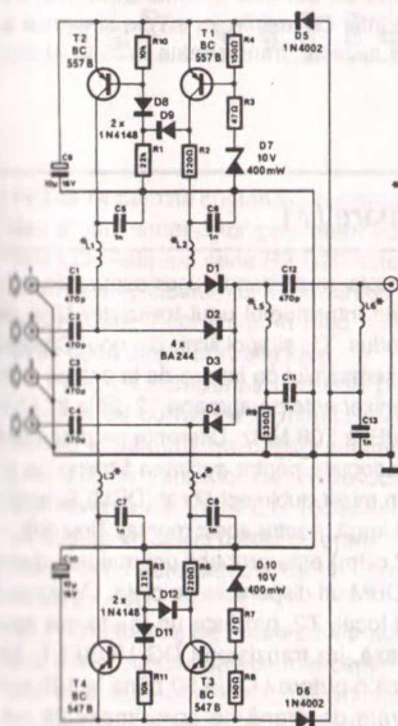
Șocul L3 este realizat din patru spire din fir de cupru emailat ∅ 0,3 mm, înfășurate în jurul unei mărgele de ferită. Dacă antenele nu au impedanța de 75 Ω la borne, aceasta poate fi obținută de L1 și L2, care transformă impedanța simetrică de 300 Ω a antenei în impedanța de 75 Ω asimetrică necesară intrării în receptor. Aceste bobine sunt realizate prin înfășurarea a 7 spire de cablu plat bifilar pe un tor T50-2, T50-3 sau T50-6, așa cum se arată în figura 2.

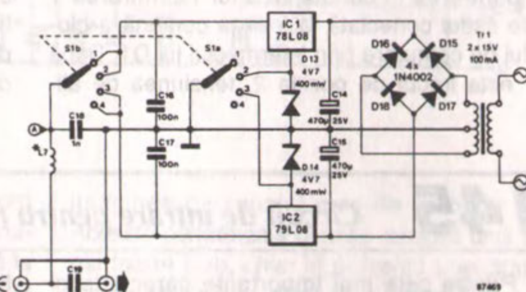
În cazul în care comutatorul este montat în exterior, el trebuie bine protejat față de factorii de mediu: înglobarea în araldit este cea mai bună soluție.

144 Comutator de antenă cu patru căi

În multe cazuri, este necesar să comutăm între două sau mai multe antene menținând pierderile, în semnalul RF, la un nivel cât mai scăzut. Cu toate că aceasta este o problemă generală în cazul frecventelor joase, ea devine una serioasă atunci când semnalul la care se referă este în gama VHF / UHF (50 ÷ 960 MHz). Comutatorul electronic descris aici menține pierderile de comutare la minim apelând la diodele PIN. Diodele PIN sunt, în esență, rezistențe controlate în curent, cu proprietăți care le fac utilizabile pentru comutarea și atenuarea semnalelor RF.

Ele diferă de celelalte tipuri de diode prin aceea că redresarea semnalului de intrare se produce numai sub o anumită limită de frecvență. Peste această frecvență, rezistența unei diode tipice PIN se schimbă de la 1 Ω la 10.000 Ω atunci când se reduce curentul de comandă de la 100 mA la 1 µA.





Montajul poate comuta până la patru antene, și este realizat din două părți funcționale: partea de comutare RF, montată pe stâlpul antenei, și sursa de tensiune împreună cu partea de comandă, aflată lângă receptor. În acest mod, costul de realizare al unui sistem multi-antenă este redus, într-o mare măsură, datorită folosirii unui singur cablu de coborâre în locul folosirii câte unui cablu pentru fiecare antenă.

Antena dorită este selectată prin trecerea în conducție a diodei PIN corespunzătoare. Care dintre cele patru diode este în conducție – depinde de nivelul și polaritatea tensiunii aplicate unității de comutare prin intermediul cablului de coborâre de la receptor. Dacă, de exemplu, intrarea 1 este selectată prin intermediul lui S1, tensiunea pe firul central al cablului de coborâre este de +12,7 V față de ecranul cablului, și nu poate ajunge la circuitul din jurul lui T3 și T4 deoarece D6 nu conduce. Nivelul tensiunii pozitive determină dioda Zener D7 să intre în conducție și, astfel, produce o polarizare pentru T1, comandându-l în saturație. T1, la rândul său, furnizează tensiunea de polarizare pentru dioda PIN D1, prevenind în același timp intrarea în conducție a lui T2. Intrarea 1 este astfel conectată la ieșirea comună a blocului de comutare prin intermediul lui D1. Dacă S1 este trecut pe poziția 2, tensiunea de alimentare pe cablu scade la 8 V, tensiune suficientă pentru ca D7 să conducă. Acum T1 rămâne blocat și T2 este adus în saturație, furnizând curentul de polarizare pentru dioda PIN asociată, D2. Diodele D8 și D9 se opun ca D1 să fie polarizată prin R2 și joncțiunea bază - emitor a lui T2. Intrarea 2 este, astfel, conectată la ieșirea comună prin intermediul lui D2.

În mod similar, atunci când tensiunea pe miezul cablului de coborâre este negativă în raport cu ecranul, circuitul din jurul lui T3 și T4 funcționează după descrierea de mai sus, fie cu D3 fie cu D4 în conducție, în funcție de nivelul tensiunii (–8 sau –12,7 V).

Bobinele L1 ÷ L6 se opun ca semnalul RF să fie conectat la masă oriunde în circuit, în timp ce L7 previne ca acesta să fie scurtcircuitat prin sursa de alimentare.

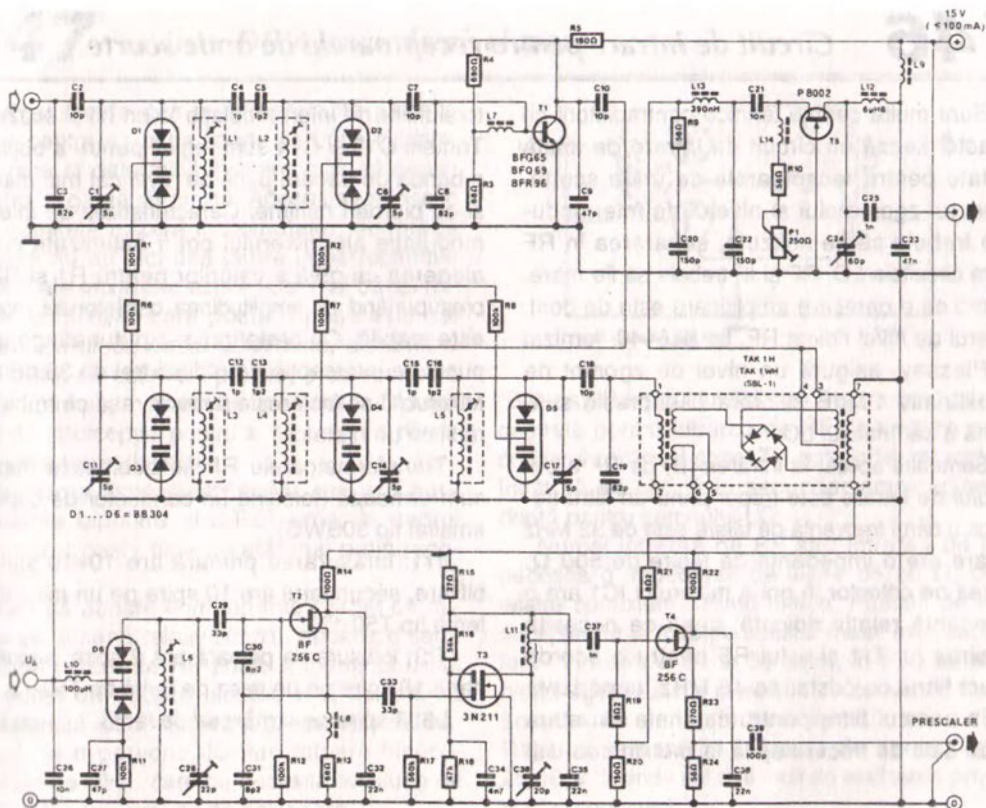
Pentru utilizări ale montajului în VHF, se vor folosi bobine sau șocuri de 5 μH pentru L1 ÷ L7, în timp ce pentru utilizarea în UHF sunt necesare valori de 2 μH.

Semnalul RF de la antena selectată este transmis spre intrarea receptorului prin C19, care servește la blocarea tensiunii continue. În cazul când se comută antene simetrice, trebuie mai întâi ca ieșirile lor să fie simetrice și, dacă este necesar, transformate în 75 Ω folosind o buclă.

145 *Circuit de intrare pentru receptoare FM*

Printre cele mai importante caracteristici tehnice ale preamplificatoarelor VHF sunt și caracteristica de zgomot și capacitatea mare de prelucrare a semnalului. Cu toate că acestea sunt cerințe contradictorii, se poate găsi un compromis prin utilizarea unor componente RF de înaltă calitate. Capacitatea receptorului de a se împotrivi semnalelor de intrare de mare amplitudine poate fi modificată prin asigurarea unei selectivități suficiente în amonte de componentele active. Acest lucru este important mai ales pentru mixer, atâta timp cât el generează cele mai importante efecte de intermodulație.

În cadrul acestui circuit de intrare FM, semnalul din antenă este trecut mai întâi printr-un filtru de cuplaj trece-bandă ușor supracritic, amplificat prin intermediul unui tranzistor UHF de zgomot redus, T1, și apoi filtrat din nou. Câștigul global al semnalului de intrare de la antenă și intrarea în mixer este de aproape 12 dB la 87 MHz și de 17 dB la 108 MHz. Diferența se datorează metodei adoptate pentru cuplarea filtrelor. Se folosește un mixer dublu echilibrat (DBM) Schottky de bandă largă, pentru acest montaj. Tipul SBL-1 (LO = +7 dBm) este probabil cel mai bun dintre cele trei DBM-uri disponibile pe piață. Oscilatorul de acord local, T2, produce un foarte mic zgomot de fază, iar tranzistorul DG MOSFET, T3, generează o putere LO de 50 până la 100 mW la un curent de drenă de aproximativ 25 mA.



FET-ul T4 permite comanda unui circuit de acord sau a unui sintetizator prin intermediul semnalului LO. Rețeaua serie R9-C20 este plasată la intrarea amplificatorului IF deoarece orice DBM pasiv poate fi conectat, în mod normal, la cel puțin două dintre porturile sale.

Pentru a compensa cei 6 dB pierduți prin operația de conversie în interiorul DBM-ului și pentru a asigura un câștig suplimentar, s-a prevăzut un tranzistor de medie putere de radiofrecvență de tip J-FET, T5, astfel ales încât să asigure un câștig mediu de aproximativ 12 dB atunci când este parcurs de un curent de drenă de 25 mA.

Prezentul etaj de intrare dă într-adevăr rezultate bune: punctul său de intercepție de ordinul trei este mai bun de 0 dB atunci când se folosește un mixer cu IP = +20 dBm, deoarece imaginea de zgomot este de aproape 4 dB. Această performanță permite recepția unui semnal foarte slab, chiar în prezența unei stații de emisie puternice, aflată la o distanță de câtiva kilometri față de receptor.

În final, trebuie luat în considerare faptul că ieșirea de IF furnizează cel puțin 10 mW, ceea ce ar putea crea probleme dacă amplificatorul de IF nu este dimensionat în mod corespunzător.

Datele bobinelor pentru realizarea montajului:
L1 ... L5 inclusiv = E526HNA10014 (Toko),
L6 = E526HNA10013 (Toko),
L7 ... L9; L14 = 6 spire de CuEm ∅ 0,2 mm (36SWG) înfășurate pe o mărgea de ferită,
L11 = 9 spire de cupru emailat ∅ 0,6 mm (24SWG) înfășurate pe un miez de ferită tip T25-12, cu priză la 3 spire dinspre capătul la care sunt conectate C35 - R15 - R16.

146 *Circuit de intrare pentru receptoarele de unde scurte*

Sunt multe cerințe tehnice contradictorii ce caracterizează un circuit de intrare de înaltă calitate pentru receptoarele de unde scurte. Aspectul zgomotului și nivelul de intermodulație trebuie să fie scăzute, separarea în RF dintre circuitele LO, RF și IF trebuie să fie mare, în timp ce o oarecare amplificare este de dorit. Mixerul de nivel ridicat RF, tip SL6440, furnizat de Plessey, asigură un nivel de zgomot de aproximativ 10 dB și oferă o supresie suficientă a semnalului LO.

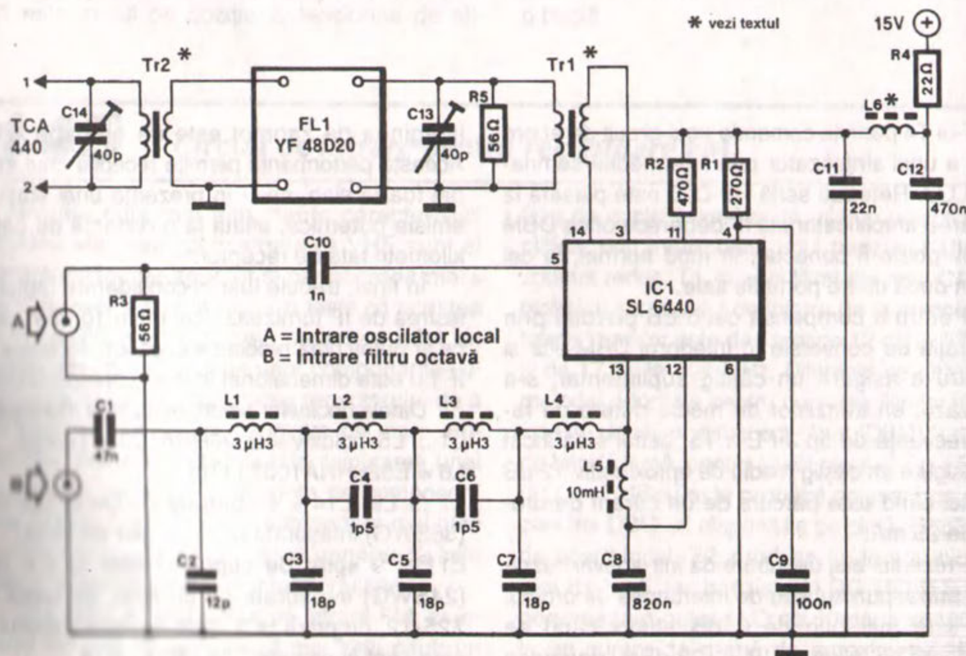
Semnalul aplicat la intrarea (B) de RF a circuitului de intrare este trecut printr-un filtru trece-jos a cărui frecvență de tăiere este de 32 MHz și care are o impedanță de ieșire de 500 Ω. Ieșirea pe colector în gol a mixerului IC1 are o impedanță relativ ridicată, ceea ce necesită folosirea lui Tr1 și a lui R5 pentru a acorda corect filtrul cu cristal pe 48 MHz. Impedanța fixă a acestui filtru pentru semnale din afara benzii sale de trecere ajută la menținerea distorsiunilor de intermodulație la un nivel scăzut. Trimerii C13 și C14 sunt reglați pentru a obține o bandă de trecere plată de nivel cât mai mare și cu pierderi minime. Caracteristicile de intermodulație ale mixerului pot fi optimizate prin alegerea cu grijă a valorilor pentru R1 și R2, presupunând că amplitudinea oscilatorului local este stabilă. Cu prototipul s-a putut atinge un punct de intercepție de ordinul trei de 33 dBm. Mixerul IC se încălzește puternic, așa că trebuie răcit cu un radiator.

Transformatoarele RF se bobinează după cum urmează (folosind un conductor de cupru emailat tip 30SWG):

Tr1: înfășurarea primară are 10+10 spire bifilare, secundarul are 10 spire pe un miez de ferită tip T50-12.

Tr2: înfășurarea primară are 2 spire, secundarul 18 spire pe un miez de ferită tip T50-12.

L6: 6 spire pe o mărgea de ferită.



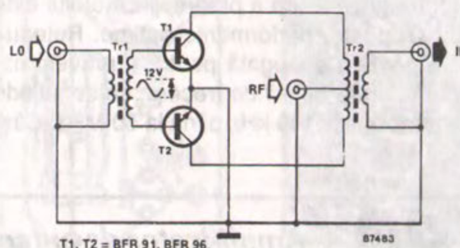
147 Mixer DBM pasiv de nivel mare

Mixerul este cea mai importantă parte a unui receptor de unde scurte de bună calitate, deoarece el determină în mare măsură sensibilitatea și gama dinamică. Adesea se folosesc așa numitele mixere în comutație, deoarece acestea nu au nici una dintre imperfecțiunile tehnice ale mixerelor active. Cel mai banal mixer în comutație care poate fi găsit este cel realizat cu diode dublu echilibrate, denumit și tipul DBM, ce este, din păcate, o componentă foarte scumpă, mai ales când se cere un punct înalt de intercepție pentru a se asigura nivele mici ale intermodulației.

Inserarea dispozitivelor active, cum ar fi tranzistoarele bipolare și J-FET-urile, în cadrul unui mixer pasiv este cu atât mai puțin recomandată.

Iată că aceste componente permit ca mixerul să rămână relativ simplu, deoarece semnalul de intrare de RF poate fi menținut izolat din punct de vedere electric față de ieșirea oscilatorului local. Schema prezentată se bazează pe o pereche de tranzistoare binecunoscute de UHF, care nu necesită tensiune de alimentare sau circuite de polarizare.

Transformatoarele de intrare și de ieșire sunt realizate pe miezuri de ferită cu două ferestre



(Baluns). Primarul lui Tr2 are 8 spire cu o priză centrală pentru intrarea de RF, în timp ce secundarul conține 4 spire. Tr1 este înfășurat astfel încât să se obțină în secundar amplitudinea dorită pentru semnalul LO.

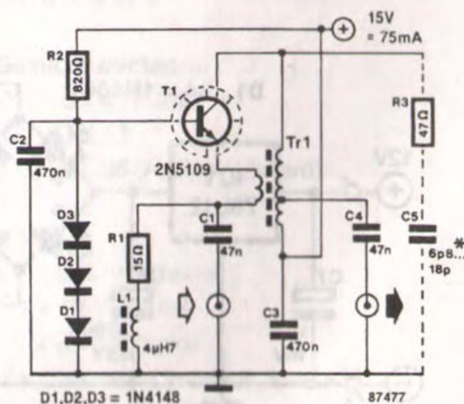
Numai intrarea de RF sau intrarea de IF necesită o impedanță de ieșire de 50 Ω, celelalte conexiuni nefiind critice. Punctul de intercepție de la intrarea acestui mixer este excelent în intervalul 31 și 36 dBm, în timp ce aspectul zgomotului și pierderile de conversie sunt acceptabile și menținute la aproximativ 6 dB. Rejecția semnalului LO este de aproximativ 25 dB și depinde cel mai mult de realizarea practică a montajului.

Mixerul este recomandat pentru semnale RF și IF până la 30 și, respectiv, 50 MHz.

148 Preamplificator RF de nivel mare și bandă largă

Un amplificator RF liniar poate fi realizat în două moduri: (1) cu ajutorul unui element activ liniar, sau (2) cu ajutorul unui element neliniar care funcționează cu reacție negativă. Circuitul dat este din cea de-a doua categorie, utilizând un tranzistor de putere în RF ca element activ. Reacția negativă este necesară de asemenea pentru a asigura o impedanță corectă de intrare (50 Ω) pentru antenă, deoarece tranzistoarele bipolare prezintă în mod normal o impedanță de intrare mică. Totodată, imaginea zgomotului nu crește deoarece, în mod virtual, nu există pierderi de semnal.

Amplificatorul cu bază comună este realizat cu un tranzistor de putere de UHF în

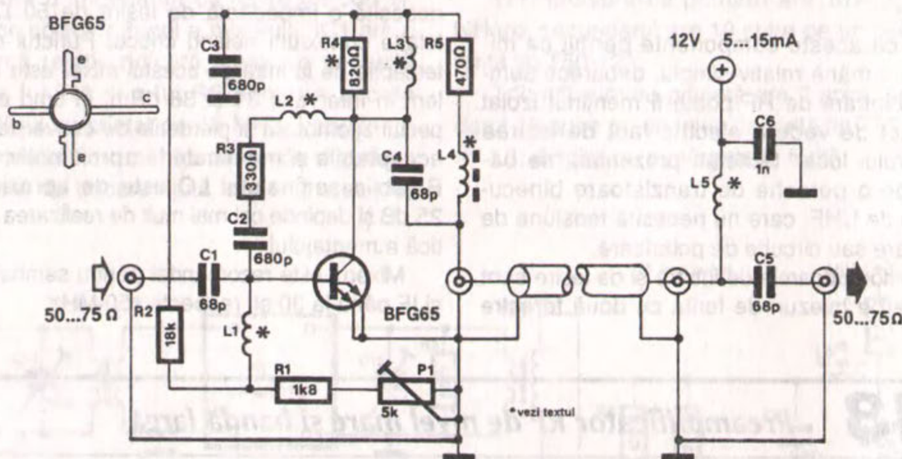


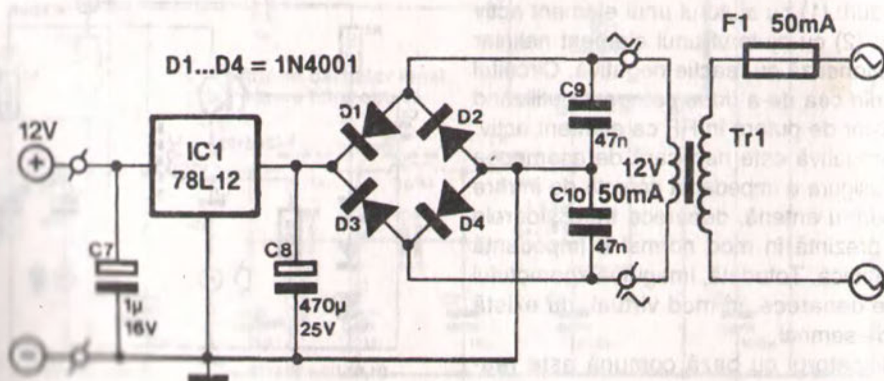
configurație de montaj în clasă A, tip 2N5109, produs de Motorola. Circuitul de reacție este realizat prin transformatorul de RF, Tr1. Impedanța de intrare și de ieșire a preamplificatorului este de 50 Ω, pentru performanțe optime. Rețeaua R3-C5 poate fi adăugată pentru a preveni oscilațiile în afara benzii de trecere, ce se întinde de la aproximativ 100 kHz până la 50 MHz. Câștigul este de aproximativ 9,5 dB, nivelul de zgomot este între 2 și 3 dB, iar punctul de intercepție de ordinul trei de la ieșire este de cel puțin 50 dBm.

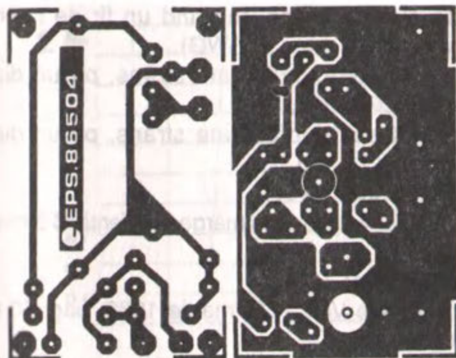
Transformatorul de intrare / ieșire este realizat pe un miez de ferită de tip FT37-75, produs de Micrometals. Înfășurarea de intrare are o spiră; cea de ieșire are 5 spire cu priză la spira 3.

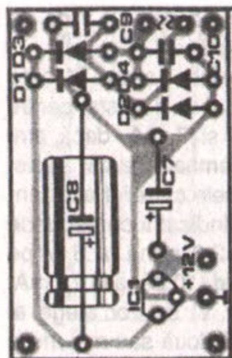
149 *Amplificator de antenă cu zgomot redus*

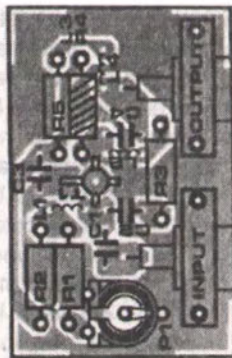
După ce am citit particularitățile de proiectare cu privire la amplificatoarele de bandă largă, filtrările în RF, caracteristicile de intermodulație / transmodulație, etc., așa cum au fost prezentate în bibliografia de la sfârșitul acestui articol, pare a fi necesar să insistăm și asupra aspectelor funcționale și electronice ale acestui preamplificator de bandă largă, realizat cu minunatul tranzistor BFG65 care, cu toate că a fost deja prezentat în [3], merită remarcat, deoarece











el oferă o caracteristică de zgomot redus excepțională la un semnal puternic de răspuns mai mult decât satisfăcător, datorită curentului său de colector relativ mare (de exemplu, F_{dB} = 0,8 dB la 5 mA).

După ce s-au parcurs punctele importante ce trebuie urmărite în construcțiile RF, în [1] și [2], suprafața mare de plan de masă de pe partea componentelor de pe placa prefabricată tip 86504 nu vă va mai produce nici un fel de surpriză; toate componentele sunt lipite direct pe aceste suprafețe de cupru; orificiile aproape că servesc numai ca mijloc de plasare corectă a pieselor. Orificiul pentru T1 trebuie să aibă un diametru de 5 mm pentru ca tranzistorul să fie poziționat și lipit cu o lungime a terminalelor cât mai mică.

Au fost executate orificii suplimentare, pentru a permite cablurilor coaxiale să poată fi fixate sigur prin intermediul unor șuruburi, cu toate că firul central și ecranul pot fi pur și simplu lipite.

Se poate observa că placa cu circuitul imprimat prefabricată conține o secțiune RF și una de alimentare, care poate fi tăiată foarte ușor, dacă se dorește ca cele două secțiuni să fie plasate în locuri diferite, cum ar fi cazul plasării amplificatorului pe catargul antenei iar al sursei lângă cea mai apropiată priză din casă, de exemplu la mansardă. Pe de altă parte, este mult mai convenabil să tăiem cablul de coborâre imediat după pătrunderea sa în locuință, amplificatorul și sursa fiind lăsate împreună, pentru a putea fi inseriate pe cablul coaxial. În acest caz, amplificatorul va fi conectat direct, și nu prin firul central al cablului coaxial, situație în care L4, L5, C5 și C6 nu mai sunt necesare și deci pot fi eliminate. Capătul liber al rezistenței R5 va fi,

Lista de componente:

Rezistențe:

R1 = 1k8
R2 = 18 k
R3 = 330 Ω
R4 = 820 Ω
R5 = 470 Ω
P1 = 5 k semireglabil

Condensatoare:

C1, C4, C5 = 68 p
C2, C3 = 680 p
C6 = 1 n
C7 = 1µ / 16 V, electrolitic
C8 = 470 µ / 25 V, electrolitic
C9, C10 = 47 n

Semiconductoare:

D1 ... D4 = 1N4001
IC1 = 78L12
T1 = BFG65 (Philips / Mullard)

Diverse:

L1 ... L5 = vezi textul
Tr1 = 12 V; 50 mA
F1 = 50 mA; rapidă
placă de cablaj imprimat tip 86405
pini de cuplare prin lipire: 4 bucăți

în acest caz, conectat la borna de +12 V de pe secțiunea de alimentare a plăcii.

Curentul optim de colector pentru T1 este reglat prin intermediul lui P1 și va fi ajustat pentru o valoare cuprinsă între 5 și 7 mA, dacă amplificatorul recepționează semnale relativ slabe, așa cum se întâmplă în zonele cu relief accidentat. Curentului de colector indicat îi corespunde o cădere de tensiune de 2,3 până la 3 V pe rezistența R5; valori mai mari (10 până la 15 mA; respectiv, 4,6 până la 6,1 V) se vor alege atunci când se recepționează două sau mai multe stații puternice (locale) în banda 80 ... 800 MHz.

În cazul în care amplificatorul se montează pe catargul antenei, acesta va fi plasat într-o cutie impermeabilă, tratată atent cu spray siliconic, în vederea preîntâmpinării coroziunii contactelor lipite.

În cele din urmă, bobinele sunt realizate după cum urmează, folosind un fir de cupru emailat ∅ 0,3 mm (30 SWG):

L1: 8 spire, înfășurate strâns, pe un diametru de ∅ 3 mm,

L2: 4 spire, înfășurate strâns, pe un diametru de ∅ 3 mm,

L3: 5 spire pe R4,

L4, L5: 4 spire pe o mărgea de ferită ∅ 3 mm.

Bibliografie:

[1] Filtre VHF (EE, martie 1986, pag. 50 și următoarele).

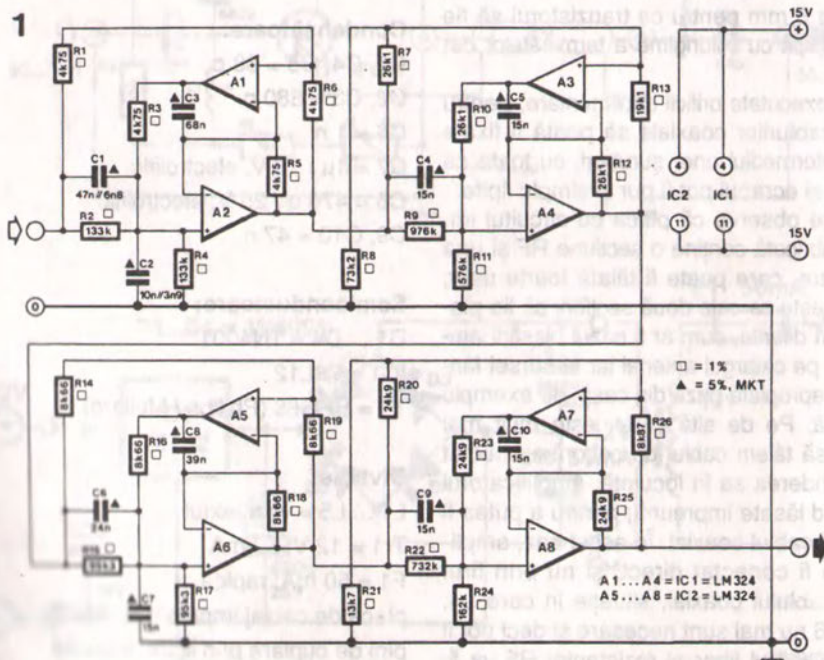
[2] Amplificatoare VHF (EE, aprilie 1986, pag. 40 și următoarele).

[3] Amplificatoare de bandă largă pentru receptoarele TV prin satelit (EE, aprilie 1985, pag. 66 și următoarele).

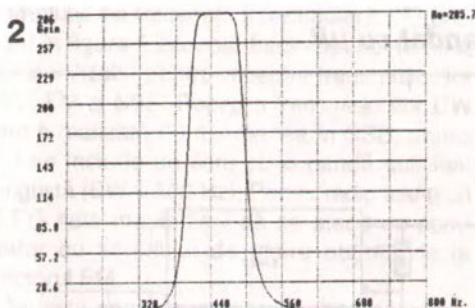
[4] Amplificatoare de antenă (EE, februarie 1980, pag. 27 și următoarele).

150 *Filtre MORSE*

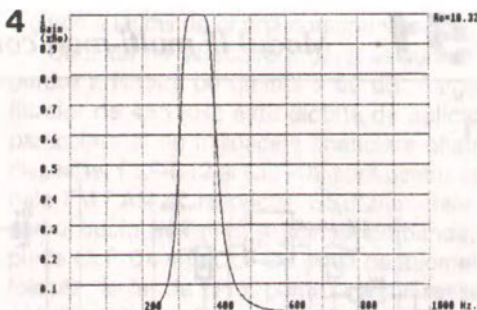
Sistemul Morse, sau CW (unde continue), este încă folosit pe scară largă – datorită faptului că echipamentul necesar poate fi întreținut relativ simplu și deci, din acest punct de vedere, este necostisitor – dacă operatorul are o ureche suficient antrenată în ascultare selectivă



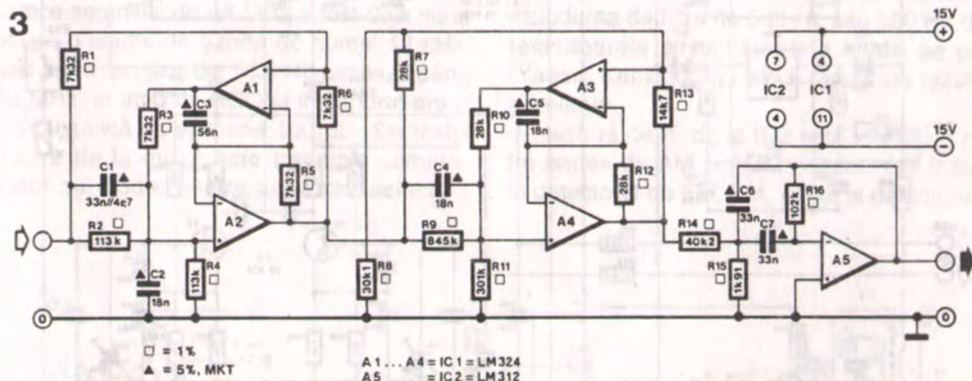
2



4



3



Un decodificator computerizat, pentru semnale Morse, necesită însă o filtrare a semnalului de intrare adecvată, deoarece el pierde capacitatea de discriminare a zgomotului în raport cu urechea umană. În vederea realizării acestui scop, unele receptoare pot fi echipate cu un filtru IF de 250 Hz, dar o astfel de extensie este mult peste posibilitățile financiare ale multora dintre radioamatori. Filtrul prezentat în cele ce urmează operează în gama frecvențelor audio și poate fi comparat favorabil cu multe din costisitoarele tipuri pentru frecvența de 455 kHz. În figurile 1 și 2 sunt prezentate schema și răspunsul tipic al unui filtru Cebâșev inversat de ordinul opt, care a fost optimizat pentru o ascultare neasistată de calculator.

Filtrul din figura 3 este mai simplu și a fost conceput pentru a fi cuplat cu un calculator. Răspunsul în frecvență asociat este prezentat în fig. 4. Ambele filtre au fost proiectate cu *Eldesign IIe*, un program performant de proiectare pentru microcomputerele BBC. Răspunsul filtrului Cebâșev inversat dă o bandă de trecere plată, în timp ce ondulațiile caracteristice dispar în banda interzisă. Acest fapt asigură stabilitatea fazei în banda de trecere, ceea ce este o cerință pentru prelucrarea semnalelor în rafale, așa cum sunt semnalele Morse.

Prototipurile filtrelor au dat rezultate excelente; semnale care, în mod normal, abia puteau fi auzite au putut fi reconstituite, în vederea unei decodări sigure. Alimentarea filtrelor este de preferat să fie de 15 V, simetrică, în vederea asigurării unei game dinamice optime. Nu folosiți alt tip de amplificator operațional în afara celui de tip LM324, deoarece tipurile care au o frecvență de tăiere mai mare pot provoca oscilații. Remarcați că C1 din figurile 1 și 3 și C2 din figura 1 sunt o combinație de două capacități conectate în paralel, capacități din seria E12 de valori, în timp ce toate rezistențele sunt din seria E96. Dacă oricare dintre secțiunile filtrului persistă în tendința de a intra în oscilație, oricare dintre amplificatoarele operaționale notate cu numere pare poate fi „tras" spre alt punct de funcționare, prin conectarea unui condensator de 100 pF între ieșirea și intrarea sa și plasarea unei rezistențe de 390 Ω între intrare și punctul comun C3-R5-(-A1) (exemplul se referă la amplificatorul operațional A2).

151 Modul IF multi-mod comandat cu μP

1

X1 = 48 MHz (armonica a 3-a) // 20 p

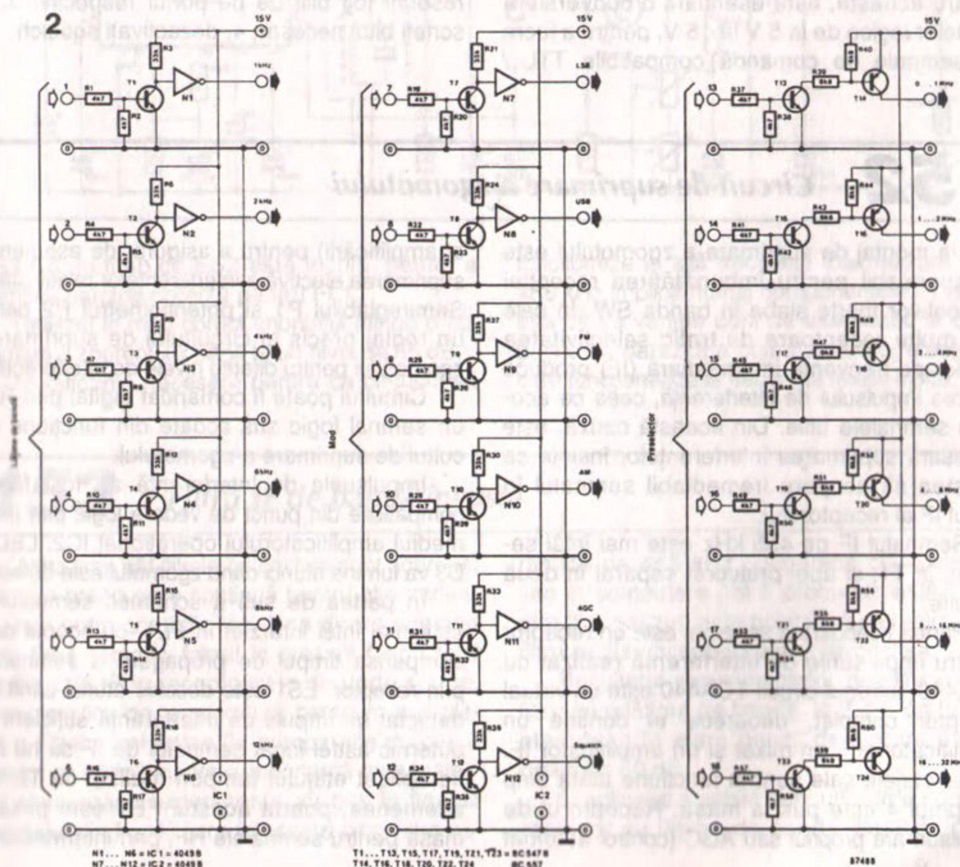
ES1...ES4 = IC1 = 4066B

Modulul de frecvență intermediară (IF) prezentat în figura 1 acceptă frecvența de 48 MHz și este utilizabil pentru recepția transmisiunilor în AM, FM și SSB. Recepția transmisiunilor CW poate fi realizată de asemenea în SSB, atunci când se include un filtru cu o bandă suficient de îngustă (BW < 500 Hz). Pentru radio tele-type (RTTY) este mai indicat să se atace un comparator cu semnalul de ieșire obținut de la detectorul FM.

Nu este necesar un mixer de semnal mare, pentru conversia semnalului de intrare la 455 kHz, deoarece semnalul de 48 MHz a fost deja filtrat și ocupă o lățime de bandă de numai 12 kHz. Etajele de RF și mixaj din TCA440 lucrează până la 50 MHz, în timp ce AGC-ul încorporat are o gamă dinamică de aproape 100 dB. Semnalul de ieșire de la mixer este transmis comutatoarelor cu diode, pentru activarea selectării digitale a lățimii de bandă corespunzătoare.

Circuitul de selectare propus asigură o separare a filtrelor de ordinul a 80 dB. Alegerea filtrelor de 455 kHz este dictată de aplicațiile particulare și de mijloacele financiare aflate la dispoziție. CLF-D12 și CLF-D2 sunt pentru semnale FM / AM și, respectiv, SSB: numerele din cadrul tipului se referă la lățimea de bandă. Tipurile CLF-D4 sau CLF-D6 pot fi de asemenea folosite, la fel de bine, pentru comunicațiile în AM. Din păcate, filtrele de bandă îngustă pentru CW și RTTY sunt foarte greu de obținut, dar includerea de filtre de 500 Hz sau 250 Hz de la receptoarele și emițătoarele aflate pe piață (Yaesu, Kenwood) poate fi făcută cu rezultate excelente.

Ieșirea de IF de la IC2 este redresată pentru partea de AM și AGC și transmisă inductiv la detectorul de FM, IC4, cât și la detectorul de



produs, IC3. Observați că, în general, nu este necesară acțiunea blocului AGC în modul de lucru FM și RTTY. BFO-ul pentru detectorul de produs se realizează cu rezonatoarele ceramice USB și LSB, care se găsesc în cele mai multe dintre receptoarele SW de producție Far Eastern, dar care pot fi dificil de procurat ca piese separate. Circuitul din jurul lui T4 este un oscilator cu cristal de 48 MHz comandat în tensiune (VCXO), care funcționează în modul paralel și care necesită mare atenție în obținerea frecvenței de ieșire corectă, atunci când se folosește un cristal rezonant serie obișnuit. Sintetizatorul de frecvență propus pentru acordul receptorului oferă la ieșire trepte de 1 kHz și necesită un convertor D-A pentru atacarea intrării VCXO-ului. În acest caz, este suficientă o rezoluție de 10 Hz pentru a se asigura un acord continuu și repetabil.

Interfața de calculator utilizată pentru comanda receptorului este prezentată în fig. 2. Pentru aceasta, este esențială o conversie a nivelelor logice de la 5 V la 15 V, pentru a lucra cu semnale de comandă compatibile TTL / CMOS. Telecomanda pentru receptor elimină necesitatea ca aceasta să fie încapsulată într-o carcasă sofisticată. Cu toate că receptorul nu are nevoie de o carcasă tip „desktop", cu toate reglajele plasate pe panoul frontal, totuși este necesar să se asigure o ecranare adecvată precum și o stabilitate termică. De la IC5 se obține suficientă putere de AF pentru a o transmite printr-un cablu lung până la carcasa difuzorului, plasată lângă computer.

Receptorul poate fi comutat de la orice computer ce are trei porturi de ieșire de 8 biți, de exemplu circuite latch de tip 74LS374. Funcționarea unui receptor este validată atunci când un 1 logic este înscris la intrarea respectivă. Exemplu: banda de 4 kHz este selectată prin comutarea intrării 4 „BANDWIDTH", în timp ce celelalte 5 sunt menținute în stare jos. Realizarea unui program pe computer pentru comanda receptorului nu va fi dificilă dacă se remarcă următoarea secvență: 1, activați squelch; 2, resetați toți biții de pe portul respectiv; 3, înscrieți bitul necesar; 4, dezactivați squelch.

152 *Circuit de suprimare a zgomotului*

Un montaj de suprimare a zgomotului este indispensabil pentru îmbunătățirea recepției semnalelor foarte slabe în banda SW. În cele mai multe receptoare de trafic selectivitatea filtrelor de frecvență intermediară (IF) produce lărgirea impulsului de interferență, ceea ce acoperă semnalele utile. Din această cauză, este necesară suprimarea interferențelor înainte ca acestea să acopere iremediabil semnalul în etajul IF al receptorului.

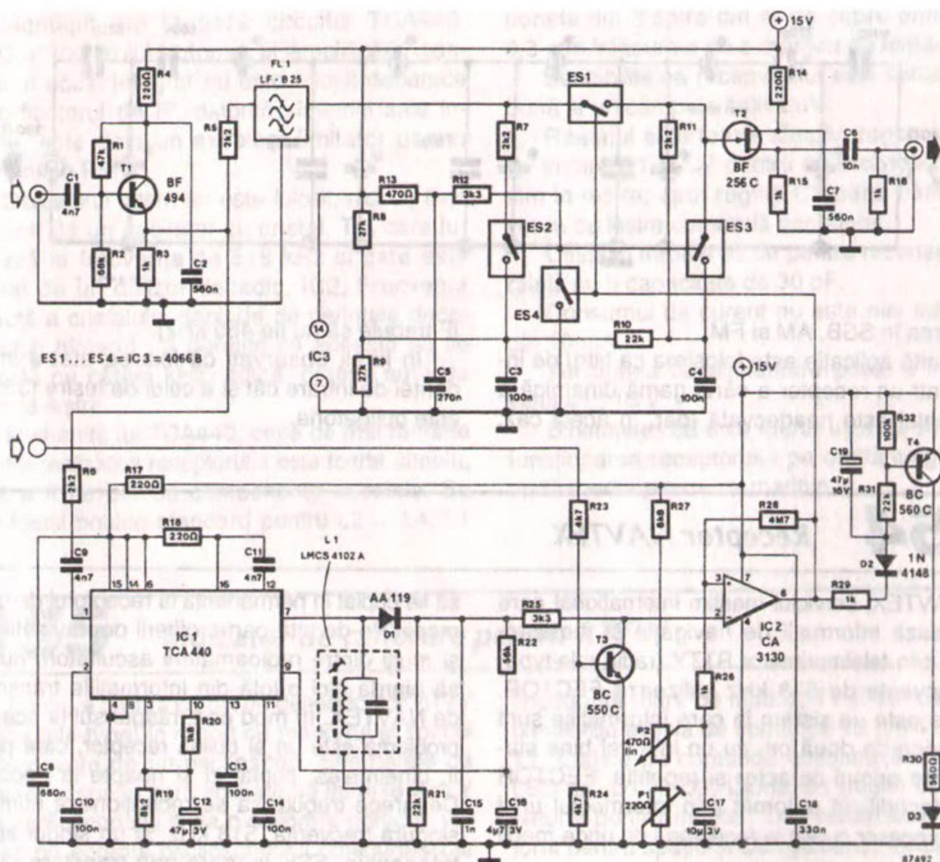
Semnalul IF de 455 kHz este mai întâi separat, în T1, și apoi prelucrat separat în două circuite.

Partea inferioară a schemei este un receptor pentru impulsurile de interferență realizat cu TCA440. Întregul circuit TCA440 este un virtual receptor complet, deoarece el conține un amplificator RF, un mixer și un amplificator IF. Toate etajele sale sunt în funcțiune atâta timp cât pinul 4 este pus la masă. Receptorul de impulsuri are propriul său AGC (control automat al amplificării) pentru a asigura, de asemenea, suprimarea efectivă a interferențelor relativ slabe. Semireglabilul P1 și potențiometrul P2 permit un reglaj precis al circuitului de suprimare a zgomotului pentru diferite nivele de interferență.

Circuitul poate fi comandat digital prin R23, un semnal logic sus scoate din funcțiune circuitul de suprimare a zgomotului.

Impulsurile de interferență au fost făcute compatibile din punct de vedere logic prin intermediul amplificatorului operațional IC2. LED-ul D3 va lumina atunci când zgomotul este detectat.

În partea de sus a schemei, semnalul IF este mai întâi întârziat în FL1, cu scopul de a compensa timpul de propagare a semnalului prin receptor. ES1 este deschis atunci când s-a detectat un impuls de interferență suficient de puternic astfel încât semnalul de IF să nu mai fie aplicat etajului tampon realizat cu T2. De asemenea, poarta acestui FET este pusă la masă pentru semnalele RF, prin intermediul lui



ES3-C4, în timp ce ES2 este închis, pentru a menține sarcina corectă pentru FL1.

Realizat în mod corect, montajul atinge o suprimare a zgomotului până la un nivel de 85 dB.

Modificările necesare pentru ca circuitul să funcționeze la altă frecvență intermediară decât 455 kHz implică numai componentele L1 și FL1, așa că se va ține cont de asemenea și de capacitatea parazită a comutatoarelor electronice care funcționează la frecvențe relativ înalte.

153 *Filtru IF de bandă îngustă*

Atâta timp cât filtrele cu cristale sunt scumpe, există o preocupare continuă pentru alte variante, mai puțin costisitoare. Una dintre acestea este filtrul ceramic, folosit în prezent foarte mult ca filtru de IF în receptoarele de unde scurte. Caracteristica de temperatură oarecum mai slabă a filtrelor ceramice (în comparație cu cea a filtrelor cu cristal) nu are o importanță prea mare.

Numeroase experimente au dus în final la montajul din fig. 1, care folosește cinci filtre ceramice de 455 kHz. Deoarece cristalele folosite în computere pot fi procurate astăzi la un preț mai scăzut, este posibil să se realizeze un filtru similar cu câteva astfel de cristale.

Rezultatul experimentelor noastre este un filtru cu o lățime de bandă, la 3 dB, de 800 Hz; atenuarea în afara benzii de trecere este de ordinul a 60 dB.

O aplicație posibilă este utilizarea sa într-un receptor cu lățime de bandă variabilă pentru

operarea în SSB, AM și FM.

O altă aplicație este folosirea ca filtru de intrare într-un receptor a cărui gamă dinamică a frecvenței este neadecvată (dar, în acest caz, IF trebuie să nu fie 455 kHz).

În final, observați că fixarea atât a impedanței de intrare cât și a celei de ieșire (330 Ω) este obligatorie.

154 Receptor NAVTEX

NAVTEX, serviciul maritim internațional care furnizează informații de navigație și meteorologice prin teleimprimator RTTY (radio tele-type) pe frecvența de 518 kHz utilizează FECTOR. Acesta este un sistem în care informațiile sunt transmise de două ori, cu un interval bine stabilit între primul caracter și repetiție. FECTOR este decodificat automat prin intermediul unui microprocesor cuplat la receptorul de unde medii al vasului.

Bineînțeles că nu este de dorit ca decodorul să fie cuplat în permanență la receptorul de unde medii. Pe de altă parte, ofițerii de navigație, ca și mulți dintre radioamatorii ascultători, nu vor să piardă nici o iotă din informațiile transmise de NAVTEX. În mod cert, răspunsul la această problemă este un al doilea receptor, care poate fi, bineînțeles, cuplat zi și noapte la decodor. Deoarece trebuie să se recepționeze numai o singură frecvență, 518 kHz, și un singur tip de transmisie, FSK (codare prin translarea frecvenței), circuitul poate fi realizat destul de simplu.

Montajul are la bază circuitul TCA440. AGC-ul (controlul automat al amplificării) conținut în acest integrat nu este folosit deoarece amplificatorul de IF, datorită simetriei sale interne, este deja un excelent limitator pentru semnalele FSK.

Oscilatorul intern nu este folosit, nici el, fiind înlocuit de un oscilator cu cristal, T1, care lucrează la frecvența de 518 kHz și care este urmat de un divizor decadic, IC2. Frecvența exactă a cristalului depinde de cerințele decodorului; trimerul C3 permite ca aceasta să fie variată cu câțiva kHz, adică, câteva sute de herți la ieșire.

Mulțumită lui TCA440, ceea ce mai rămâne pentru realizarea receptorului este foarte simplu, fără a fi nevoie de componente speciale. Se pot folosi bobine standard pentru L2 ... L4; L1 constă din 6 spire din fir de cupru emailat ∅ 0,3 mm înfășurate pe o mărgea de ferită.

Sensibilitatea receptorului este considerată bună la un câmp de câțiva μV.

Reglajul este foarte simplu: reglați trimerii de intrare C1 și C2 pentru a se obține un maxim la ieșire, apoi reglați C3 până când frecvența de ieșire comandă decodorul.

Cristalul trebuie să fie pentru rezonanță paralelă cu o capacitate de 30 pF.

Consumul de curent nu este mai mare decât 10 mA.

Tensiunea de alimentare poate fi în intervalul 4 ... 15 V.

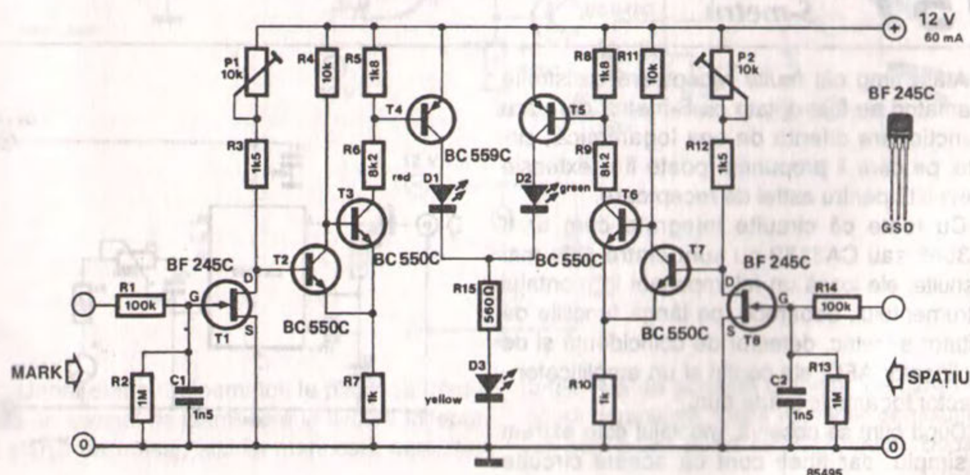
Bineînțeles că este foarte ușor să se obțină funcționarea receptorului pe o altă lungime de undă medie pentru uz maritim.

155 *Indicator de calibrare pentru RTTY*

Pentru a calibra corect un decodificator RTTY (radio tele-type) în raport cu markerul și spațiul este nevoie de un osciloscop. Semnalele de marker și spațiu sunt aplicate pe intrările X și Y ale osciloscopului și, la o calibrare corectă, vor trasa pe ecranul osciloscopului binecunoscuta cruce RTTY.

Dacă nu se dispune de un osciloscop, se poate folosi montajul prezentat în cele ce urmează. El constă din două amplificatoare cu impedanță mare de intrare, T1 și T8, care sunt urmate de etajele de comandă T2 ... T4 și T5 ... T7. Etajele de comandă acționează direct trei LED-uri, D1 ... D3. Dioda D1 (roșie) este indicatorul pentru marker, D2 (verde) este indicatorul pentru spațiu și D3 (galbenă) indică faptul că decodorul a fost calibrat simetric.

Potențiometrele semireglabile P1 și P2 determină amplificarea tranzistoarelor cu efect de câmp. Un reglaj optim al acestora permite ca



indicatorul să poată lucra cu ieșirile filtrate ale oricărui decodor RTTY.

După ce indicatorul a fost cuplat la decodorul RTTY, montajul poate fi reglat după cum urmează:

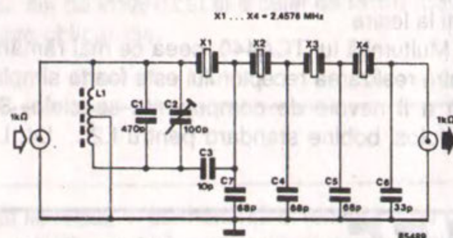
- acordați receptorul de unde scurte până la frecvența markerului; butonul de BFO se reglează până când ambele LED-uri, roșu și galben, pulsează puternic;
- decodorul RTTY este apoi reglat pentru deviația de frecvență corectă, indicată de pulsarea LED-ului verde. Dacă LED-ul galben luminează continuu, decodorul a fost calibrat corect. În caz contrar, procedura de mai sus trebuie repetată mai atent.

156 Filtru RTTY / CW

Traficul radio prin transmisii Morse și tele-type ocupă o parte apreciabilă din gama undelor scurte. Pentru a asigura o recepție optimă a acestor tipuri de transmisii, receptorul trebuie să asigure o lărgime de bandă de aproximativ 300 Hz. O astfel de lărgime de bandă permite o abatere atât pentru emițător și receptor cât și pentru comutarea semnalelor pentru RTTY. Atâta timp cât filtrele disponibile pe piață, care întrunesc aceste cerințe, sunt încă destul de scumpe, merită să realizați singuri un astfel de filtru: unul potrivit este prezentat în schema alăturată.

Cristalele folosite sunt din cele ieftine, comune, aflate în computere.

Bobina L1 este realizată prin înfășurarea de două ori a câte 20 de spire din cupru emailat cu ∅ 0,3 mm pe un tor T50/2 RF (procurabil



de la Cirkit).

Câțiva dintre parametrii filtrului sunt:

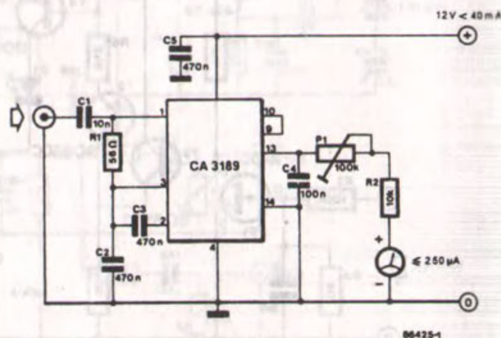
- lărgimea de bandă la punctele de –6 dB : 300 Hz
- lărgimea de bandă la punctele de –60 dB : 1100 Hz
- atenuarea de inserare : 7 dB
- ondulații în banda de trecere : 1 dB

157 S-metru

Atâta timp cât multe receptoare construite de amatori au fost dotate cu S-metru, care are o funcționare diferită de cea logaritmică, circuitul pe care îl propunem poate fi o extensie binevenită pentru astfel de receptoare.

Cu toate că circuite integrate cum ar fi CA3089 sau CA3189 nu sunt dintre cele mai obișnuite, ele joacă un rol important în montajul instrumentului, deoarece, pe lângă funcțiile de limitator simetric, detector de coincidență și de amplificator AFC, ele conțin și un amplificator - detector logaritmic foarte bun.

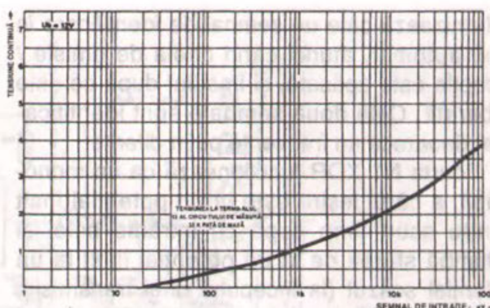
După cum se observă, montajul este extrem de simplu, dar țineți cont că aceste circuite



integrate funcționează până la frecvența de 30 MHz, așa că legăturile instrumentului cât și conectarea sa în receptor trebuie realizate cu legături cât mai scurte posibil.

Mai notați că:

- intrarea în CA3189 trebuie să aibă impedanța de 50 Ω;
- legătura la intrarea lui CA3189 trebuie realizată cu cablu ecranat;
- dacă nu se poate obține semnalul de intrare de la o sursă de semnal de joasă impedanță, trebuie să folosiți un repetor între punctul de extragere a semnalului și instrument.



158 Modul emițător / receptor de identificare

Unora dintre radioamatori le place să transmită un semnal de identificare la fiecare început și sfârșit de mesaj, alții își manifestă nemulțumirea față de această practică, pe care o consideră deranjantă. Dacă aparțineți primului grup, veți găsi poate acest montaj folositor, deoarece

el furnizează câte un semnal de identificare în mod automat, atunci când cheia de emisie / recepție este apăsată, și imediat după ce este eliberată. Cele două semnale sunt identificabile, deoarece au frecvențe puțin diferite.

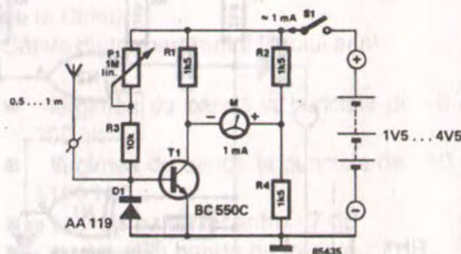
Poarta N1 XOR funcționează ca un monostabil, a cărui ieșire este la un potențial înalt pentru scurt timp după ce intrările sale își schimbă starea de la un potențial înalt la un potențial scăzut (la începutul unei transmisii), sau de la un potențial scăzut la un potențial înalt (la sfârșitul transmisiei). Ieșirea sa se aplică unui oscilator, N2 / N3, și la un circuit comutator emisie / recepție. Atunci când pinul 6 de intrare al lui N2 este sus, această poartă XOR funcționează ca un inversor, așa că oscilatorul va genera un semnal scurt în domeniul undelor audio medii, și care este transmis spre microfon prin intermediul limitatorului D4 / D5. Rețeaua care determină frecvența este pusă la masă prin C1 și D1 sau C1 și R1, în funcție de starea cheii de emisie / recepție; apăsată sau imediat ce a fost eliberată.

În timpul emisiei, ieșirea rx/tx este în stare jos: această ieșire a fost creată cu intenția de a fi conectată la intrarea adecvată a emițătorului. Tranzistorul T2 este în conducție, așa încât releul Re1 este anclanșat. Contactul(ele) lui poate fi utilizat, de exemplu, pentru a deconecta difuzorul în timpul emisiei.

Consumul de curent, ignorând curentul absorbit de releu, este de aproximativ 15 mA.

159 *Indicator simplu de câmp*

Un mic circuit de verificare este foarte obișnuit printre aeromodeliști. Acesta le permite să verifice dacă emițătorul funcționează într-adevăr. Orice dubiu în ce privește localizarea unui defect, în receptor sau emițător, este repede rezolvat.



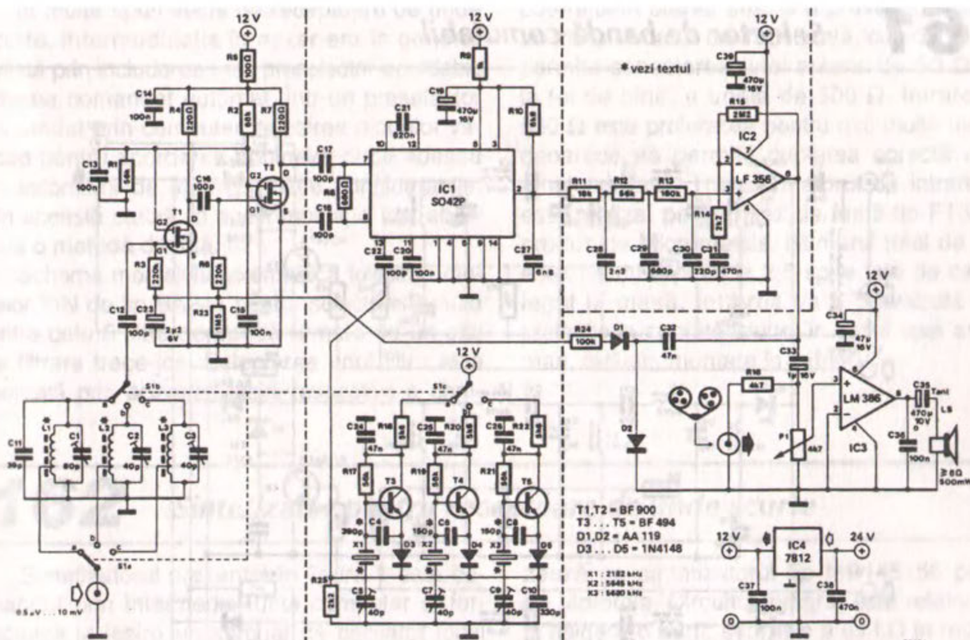
Singurul element activ al circuitului este un tranzistor, care este folosit ca rezistență comandată într-un braț al unei punți de măsură. Baza tranzistorului este conectată la un fir sau la o antenă. Creșterea tensiunii HF la baza antenei comandă tranzistorul, așa încât puntea iese din echilibru. În acest mod, un curent va parcurge rezistența R2, miliampermetrul și joncțiunea colector-emitor a tranzistorului. Instrumentul poate fi adus la zero cu ajutorul lui P1, înainte ca emițătorul să fie pornit.

160 *Receptor pentru frecvențe fixe*

Urmărirea unui număr oarecare de frecvențe în gama de unde scurte, cum ar fi frecvența internațională a navelor aflate în pericol, este o utilizare fascinantă a timpului liber. Atâta timp cât un număr limitat de stații sunt urmărite în permanență, iar frecvențele lor sunt fixate strict de către tratatele internaționale, receptorul necesită doar capacitatea de comutare între aceste frecvențe fixe.

Receptorul funcționează pe principiul conversiei directe, adică frecvența oscilatorului este egală cu frecvența recepționată, astfel încât frecvența intermediară este zero.

Semnalul de antenă este transmis spre acordare amplificatoarelor RF T1 și T2, prin intermediul unui preselector comutabil. Amplifica-



toarele RF sunt cuplate la un mixer de tip SO42P. Sunt trei oscilatoare locale pilotate cu cristale, care sunt comutate în circuit în concordanță cu preselectorul.

Ieșirea mixerului este un semnal audio transmis amplificatorului AF, IC2, prin intermediul unui filtru trece-jos R11 ... R13 - C28 ... C30. Câștigul lui IC2 este de aproximativ 60 dB.

O parte a ieșirii lui IC2 este redresată cu D1 și D2 și utilizată de T1 și T2 pentru AGC (controlul automat al amplificării).

Ieșirea lui IC2 este transmisă amplificatorului de putere IC3, care atacă un difuzor sau o cască. Este prevăzută, de asemenea, o ieșire pentru înregistrare pe bandă. Reglajul de volum este asigurat de P1.

Bobinele L1 ... L3 sunt realizate fiecare pe un tor T50/2, după cum urmează:

- L1 = 115 spire, cupru emailat, ∅ 0,15 mm, cu priză la spira 11;
- L2, L3 = 90 spire, cupru emailat, ∅ 0,20 mm, cu priză la spira 9.

Dacă se doresc alte frecvențe decât cele prezentate, unul sau mai multe dintre cristale trebuie înlocuite concomitent cu L1, L2 sau L3, ca bobine asociate. Modificarea numărului de spire și a poziției prizei este direct proporțională cu modificarea frecvenței. Dacă, de exemplu, se dorește o frecvență de 2600 kHz în locul celei de 2182 kHz, la poziția 1 a comutatorului S1, numărul de spire, n, ale lui L1 va deveni:

$n = 115 \cdot (2182 / 2600) = 97$ spire, iar priza va fi la:

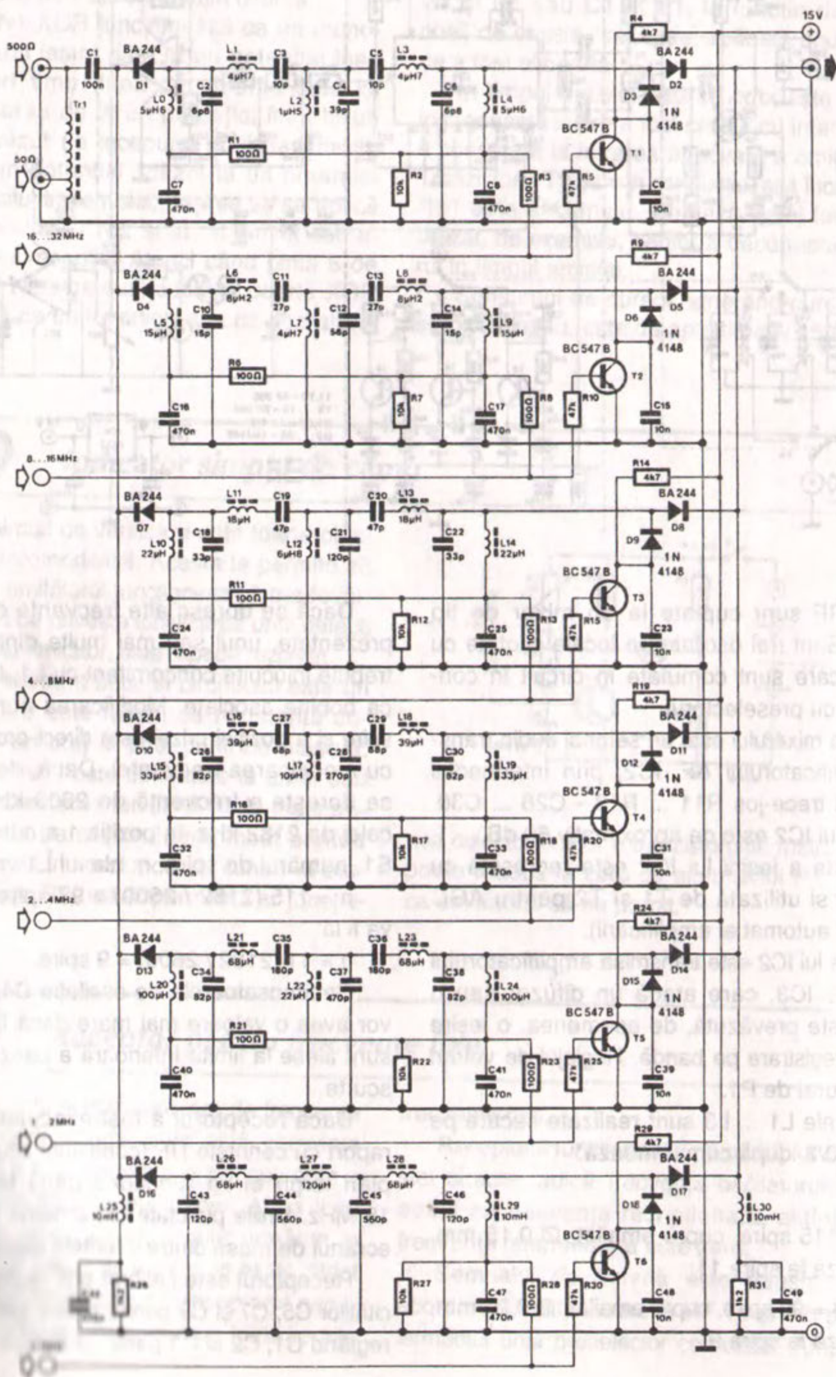
$n = 11 \cdot (2182 / 2600) = 9$ spire.

Condensatoarele de oscilație C4, C6 și C8 vor avea o valoare mai mare dacă frecvențele sunt alese la limita inferioară a benzii de unde scurte.

Dacă receptorul a fost executat corect în raport cu cerințele HF (conexiuni scurte, decuplări largi) el va funcționa până la aproape 18 MHz. Liniile punctate din schemă reprezintă ecranul de masă dintre diferitele etaje.

Receptorul este calibrat prin reglarea capacităților C5, C7 și C9 pentru bătaie zero, iar apoi reglând C1, C2 și C3 pentru o audiție maximă.

161 Selector de bandă comutabil

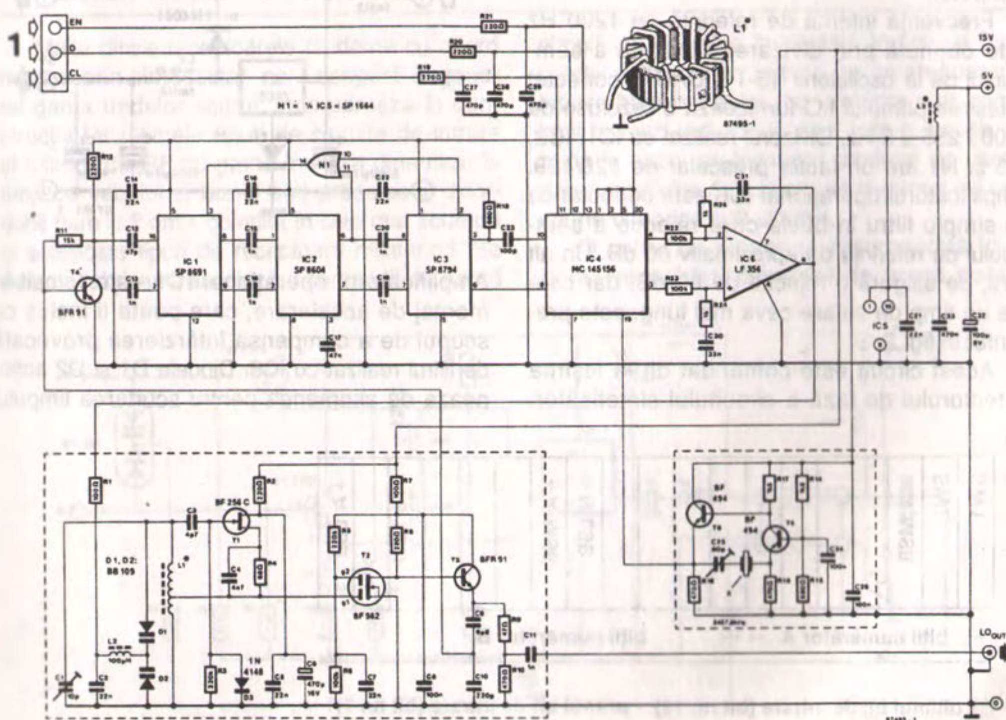


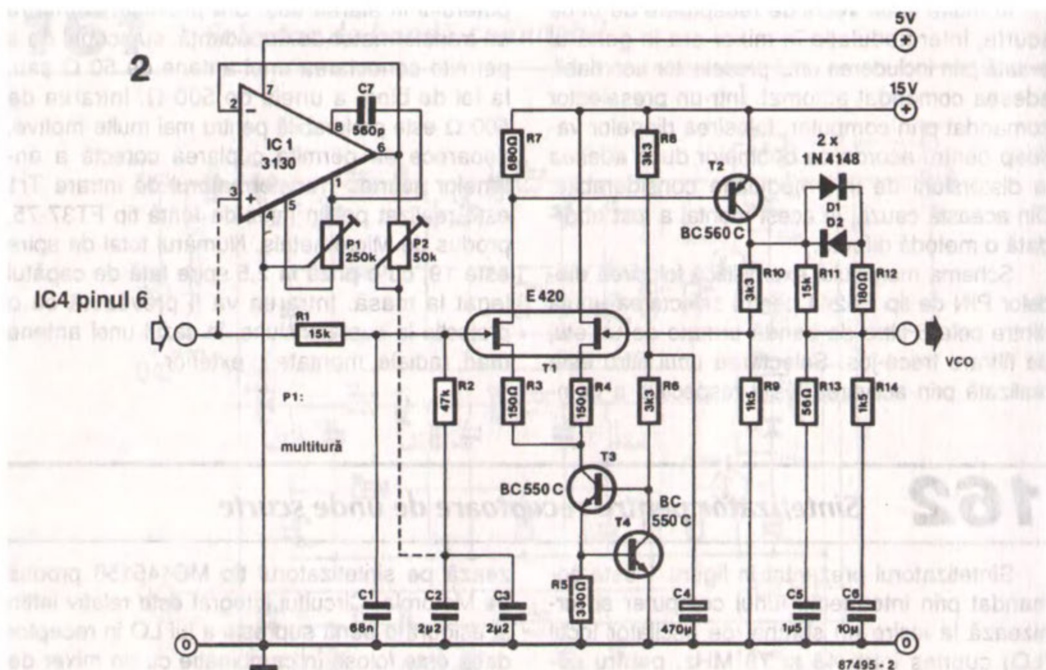
În multe tipuri vechi de receptoare de unde scurte, intermodulația în mixer era în general evitată prin includerea unui preselector acordabil, adesea comandat automat. Într-un preselector comandat prin computer, folosirea diodelor varicap pentru acordarea bobinelor duce adesea la distorsiuni de intermodulație considerabile. Din această cauză, în acest montaj a fost abordată o metodă diferită.

Schema montajului exemplifică folosirea diodelor PIN de tip BA244 pentru selectarea unuia dintre cele 5 filtre de bandă urmate de un etaj de filtrare trece-jos. Selectarea unui filtru este realizată prin activarea ieșirii respective a computerului în starea sus. S-a prevăzut la intrare un transformator de impedanță, cu scopul de a permite conectarea unei antene de 50 Ω sau, la fel de bine, a uneia de 500 Ω. Intrarea de 500 Ω este preferabilă pentru mai multe motive, deoarece ea permite cuplarea corectă a antenelor scurte. Transformatorul de intrare Tr1 este realizat pe un miez de ferită tip FT37-75, produs de Micrometals. Numărul total de spire este 19, cu o priză la 2,5 spire față de capătul legat la masă. Intrarea va fi prevăzută cu o protecție la supratensiune, în cazul unei antene mari, radiale, montate în exterior.

162 Sintetizator pentru receptoare de unde scurte

Sintetizatorul prezentat în figura 1 este comandat prin intermediul unui computer și furnizează la ieșire un semnal de oscilator local (LO) cuprins între 48 și 78 MHz, pentru comanda mixerului din receptorul de unde scurte propus într-un articol anterior. Montajul se bazează pe sintetizatorul tip MC145156 produs de Motorola. Circuitul integrat este relativ ieftin și asigură o bună supresie a lui LO în receptor dacă este folosit în combinație cu un mixer de calitate. Este, de asemenea, interesantă intrarea sa de comandă serială ce permite frecvenței

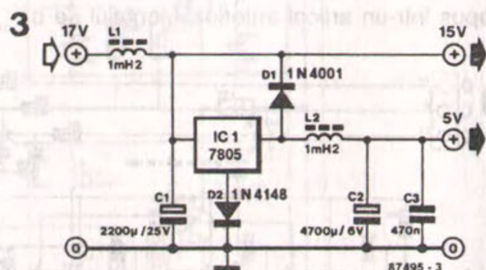




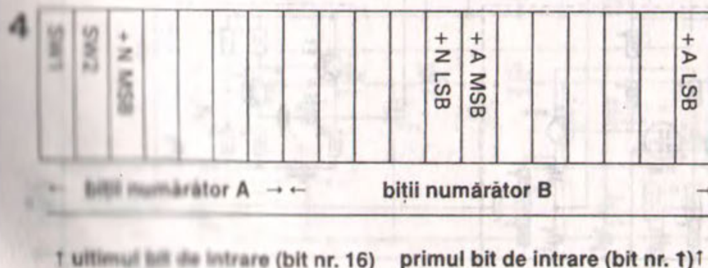
de ieșire să fie programată prin intermediul unui computer.

Frecvența internă de referință de 1200 Hz este obținută prin divizarea cu 2048 a semnalului de la oscilatorul T5-T6. DAC-ul conectat la ieșirea primului LO furnizează o rezoluție de 1200 / 255 ≅ 5 Hz. Divizorul realizat cu IC1, IC2, IC3 și N1 are un factor prescalar de 128/129. Amplificatorul operațional IC6 este conectat ca un simplu filtru în buclă cu o rejecție a semnalului de referință de aproximativ 60 dB. Un alt filtru, ce asigură o rejecție de 80 dB, dar care are un timp de setare ceva mai lung, este prezentat în fig. 2.

Acest circuit este comandat de la ieșirea detectorului de fază a circuitului sintetizator.



Amplificatorul operațional IC1 este folosit în montaj de accelerare, care poate fi inclus cu scopul de a compensa întârzierea provocată de filtrul realizat cu IC6. Diodele D1 și D2 acționează de asemenea pentru scurtarea timpului



de blocare a sintetizatorului. Folosirea tranzistorului de tip E420 (T1) nu este obligatorie; pot fi folosite în acest montaj și alte tipuri de tranzistoare AF dublu FET.

Alimentarea sintetizatorului este prezentată în fig. 3. Filtrul L-C de pe bara de +5 V taie zgomotul din alimentarea sintetizatorului, iar D2 a fost inclusă pentru a compensa căderea de tensiune datorată șocului L2.

Formatul de date pentru programarea lui MVC145156 este prezentat în fig. 4. Biții SW1 și SW2 comandă ieșirile comutabile și nu sunt folosiți în acest montaj. Sintetizatorul divide cu 128N + A; când numărătorul A atinge starea 127, N este incrementat cu 1 și A devine 0. Datele sunt stocate în sintetizator pe frontul descrescător al impulsului de tact. Atunci când cuvântul de comandă este complet, semnalul de validare este trecut pentru scurt timp în starea sus, pentru a se putea transfera datele din registrul de deplasare către divizoarele programabile. Circuitul squelch este activat pentru a tăia zgomotele generate de blocare și acordare.

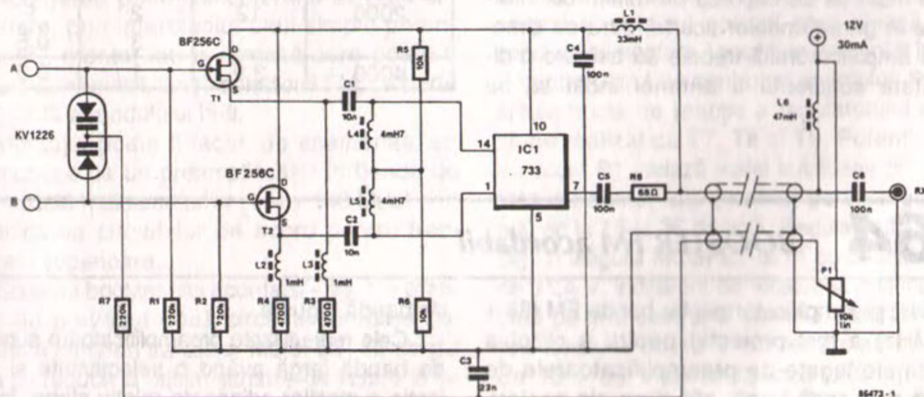
Construcția sintetizatorului necesită o oarecare experiență în realizarea circuitelor RF. Divizoarele ECL și circuitul sintetizator trebuie plasate cu pinii în sus pe o placă de circuit necorodată, pentru a se realiza o ecranare și răcire eficiente. Circuitele integrate vor fi interconectate prin traseele cele mai scurte. Trebuie să avem o grijă deosebită în construcția VCO-ului și a TXO-ului. Aceste module vor fi ecranate și astfel construite încât să li se asigure o stabilitate mecanică în orice moment. Bobina L1 a VCO-ului este, de asemenea, critică în acest context: asigurați-vă că spirele sunt blocate sigur pe miez.

În final, datele de realizare a bobinelor în mod artizanal sunt: (se folosește fir de cupru emailat): L1(VCO): 14 spire fir 22SWG (Ø0,8 mm) pe un miez T50-12 cu priză la spira 4 dinspre masă; L3 (bara de +5 V): 8 spire fir 30SWG (Ø 0,3 mm) pe o mărgea de ferită.

163 Antenă activă reglabilă pentru gama de unde scurte

Multe dintre receptoarele moderne cu acord realizat prin sintetizator, care acoperă în general gama undelor scurte, încorporează în construcția lor ultimele tipuri de circuite de intrare și mixere de RF cu gamă înaltă a dinamicii, în timp ce vechiul și bunul etaj preselector acordabil pare a fi omis complet în cele mai scumpe și sofisticate tipuri de receptoare multi-mod. Se pare că fabricanții asociază o comandă de acord simplă cu o critică îndreptată împotriva bunăvoinței utilizatorilor, în timp ce un atenuator de intrare bine proiectat, cu urmărire sau controlabil în mod individual, ar fi fost o soluție mai bună în cazul problemelor produse de escaladarea nivelelor de transmisie a gamei de unde scurte din orice colț al lumii.

O astfel de pledoarie argumentată în vederea reabilitării comenzii de acord poate fi



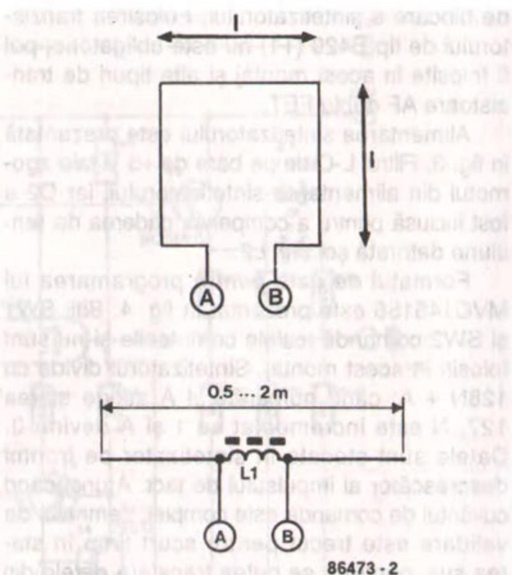
introdusă și pentru antena activă care, deși nu oferă performanțele unui fir lung sau ale unei antene radiale multi-bandă, este în general recunoscută ca o soluție satisfăcătoare pentru recepția programelor difuzate în benzile de unde scurte, până la aproape 15 MHz.

După cum, în general, se știe, o antenă activă este compusă dintr-o antenă propriu-zisă conectată la un amplificator. În ce-l privește pe ultimul, schema montajului arată că circuitul prezintă o intrare simetrică, acordabilă prin varactor, folosind două FET-uri de tip BF256C, și este legat prin cablu coaxial la receptor. Amplificatorul operațional IC1 funcționează ca un convertor simetric-asimetric rapid, capabil să funcționeze până la aproape 30 MHz. Observați că acordul diodei varicap este realizat printr-un cablu separat; cablul coaxial bifilar de 75 Ω este, bineînțeles, ideal pentru cazul nostru. Reglajul indicat pentru varicap asigură o rată de acord de aproape 1:2 până la 1:3.

Atunci când realizăm antena pentru acest montaj, trebuie să ținem cont că nici circumferința buclei antenei și nici lungimea totală a dipolului nu trebuie să depășească o zecime din lungimea de undă ce se dorește să se recepționeze, toate acestea au ca scop asigurarea caracteristicii de directivitate corecte. Cele de mai sus se aplică mai ales buclei antenei; dipolul, în mod obișnuit, va face să nu se asigure impedanța de intrare în amplificator și, astfel, se creează probleme în obținerea unui acord corect al montajului.

Tabelul 1 prezintă datele constructive ale antenei pentru anumite frecvențe.

Antena poate fi montată într-o asemenea poziție încât să se capteze un minim de interferențe în gama undelor scurte. Intrarea simetrică a amplificatorului trebuie să asigure o directivitate suficientă a antenei încât să se



poată găsi un nod pentru sursele de interferență.

Bucla antenei nu este critică în ce privește înălțimea sa față de sol, lucru care nu se întâmplă și în cazul dipolului, care va juca rolul unei antene verticale, și nu orizontale, atunci când este montată la mai puțin de un sfert de lungime de undă față de sol.

Tabel 1

F_{min} [kHz]	L1 [μH]	spire [n]	l [m]
150	2200	32	1
		51	0,5
350	390	13	1
		20	0,5
1000	47	4	1
		6	0,5
2000	12	2	1
		3	0,5
4000	3,9	1	0,5

164 BOOSTER FM acordabil

Acest preamplificator pentru banda FM (88 ÷ 108 MHz) a fost proiectat pentru a rezolva problemele legate de preamplificatoarele de antenă de bandă largă, cât și pe ale acelora de bandă îngustă.

Cele mai utilizate preamplificatoare sunt cele de bandă largă având o selectivitate și o rejecție a stațiilor adiacente relativ slabe, în timp

1

D4,D5 = 1N4148

L_1 = 9 sp., priza la o spiră față de masă; L_3 = 9 sp., priza la a 3-a spiră față de masă — fir 22 SWG bobinat strâns pe creion

L_2A = 6 sp., fir 26 SWG pe un inel de ferită, D = 1 cm (ex. T37 - 12)

L_2B = 3 sp., fir 26 SWG pe un inel de ferită, D = 1 cm (ex. T37 - 12)

ce (cele mai scumpe) tipurile de bandă îngustă sunt mai degrabă impracticabile atunci când se intenționează recepția stațiilor aflate la un ecart mare față de frecvența (fixă) a amplificării maxime.

Montajul este optim, în raport cu aceste două cerințe, deoarece asigură o selectivitate bună și o prelucrare a semnalelor puternice, concomitent cu o imagine a zgomotului relativ scăzută cât și cu o amplificare suficientă pe întreaga bandă FM.

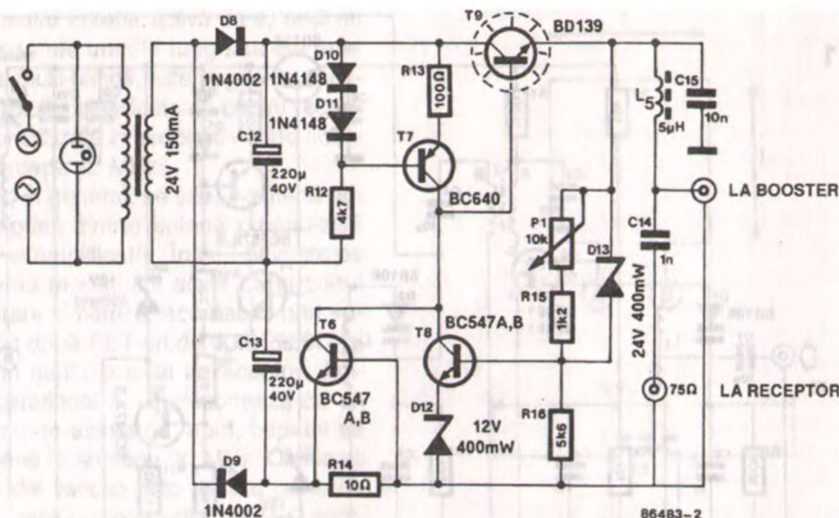
Acordarea preamplificatorului se face din încăpere, prin intermediul unui simplu potențiometru, montat într-o carcasă care poate fi plasată convenabil, lângă selectorul FM, ca parte integrantă a modulului hi-fi.

Montajul poate fi făcut, de asemenea, să funcționeze ca un preamplificator în banda de 2 m alocată radioamatorilor (144 ÷ 146 MHz) prin modificarea circuitelor de acord pentru frecvențele superioare.

Schema booster-ului acordabil – fig. 1 – arată că s-au prevăzut două circuite acordate comandate printr-un tranzistor MOSFET, cu scopul de a se reduce la minim șansele de intrare în intermodulație datorate semnalelor locale puternice.

Diodele varicap D1 și D2 formează capacitatea variabilă pentru bobinele L1 și, respectiv, L3. Circuitele acordabile sunt fixate pe frecvența dorită prin intermediul unui potențial aplicat diodelor varicap (3 până la 24 V, polarizare inversă). Amplificarea RF oferită de T1 poate fi de ordinul a 25 dB, în timp ce imaginea de zgomot se preconizează a fi de aproximativ 2 dB.

Tensiunea de alimentare a amplificatorului cât și tensiunea de acord precum și semnalul de ieșire RF suprapus sunt conectate la firul central al cablului coaxial care pleacă la circuitul de alimentare / acordare prezentat în fig. 2. Potențiometrul de control al acordului, P1, constituie bucla de reacție a regulatorului de tensiune realizat cu T7, T8 și T9. Potențiometrul de acord P1 variază astfel tensiunea de alimentare a booster-ului (montat pe catargul antenei) de la 15 la 36 de volți. Regulatorul T2-T3-T4 (fig. 1) asigură MOSFET-ul T1 cu o tensiune fixă de 11,4 V, indiferent de tensiunea continuă aplicată pe firul central al cablului coaxial. Obținerea tensiunii de 12 V din tensiunea de intrare de 15 ÷ 36 V se realizează prin intermediul diodei Zener D6 și al sursei de curent T5.



Tensiunea de ieșire RF și tensiunea de alimentare continuă sunt cuplate la cablul de coborâre prin C11 și, respectiv, L4.

C14 și L5 (fig. 2) au aceeași funcție în PSU (circuit de alimentare). D13 face ca tensiunea de ieșire din PSU să nu depășească 37 V, în cazul oricărui defect apărut în circuitul de alimentare, în timp ce D7 protejează booster-ul de o alimentare inversă, în cazul în care legăturile la cablul coaxial au fost, în mod accidental, inversate. T6 limitează curentul de scurtcircuit al sursei la o valoare sigură de 60 mA.

Următoarele puncte sunt importante și trebuie luate în considerare atunci când se construiește amplificatorul extern și circuitul de comandă din interior asociat lui:

1. Folosiți o placă, acoperită cu cupru, de maximă suprafață, ca plan de masă (placa de probă tip 85000 RF este ideală).

2. Montați un ecran metalic peste carcasa MOSFET-ului pentru a suprima orice tendință de oscilații parazite.

3. Scurtați la maxim terminalul sursă; lipiți-l direct pe suprafața de cupru.

4. Scurtați la maxim terminalul condensatorului C4 de decuplare a lui G2; în acest scop, este ideal un condensator disc ceramic.

5. Realizați legăturile tuturor bobinelor cât mai scurte posibil, cu scopul de a împiedica amplificatorul să se acordeze pe o altă gamă, greșită, de frecvență.

6. Fixați T9 pe un mic radiator.

7. Montați un ecran între amplificator și montajul sursei continue de alimentare.

După ce s-a terminat construcția etajelor RF și PSU, ultimul va fi testat prin verificarea prezenței tensiunii de alimentare variabile (15,6 până la 36,6 V) cât și a tensiunii de acord la firul central al cablului coaxial. Căderea de tensiune pe R14 trebuie să fie mai mică decât 0,4 V, cu amplificatorul conectat la celălalt capăt al cablului. Acționând P1, vom produce o variație a tensiunii de pe colectorul lui T5 între 3 și 24 V.

Tensiunea de pe emitorul lui T2 trebuie să fie constantă, 11,4 V în raport cu masa, indiferent de tensiunea de acord fixată prin P1. Căderea de tensiune pe rezistența de drenă R4 trebuie să fie între 0,7 și 2 V. Fixați P1 la mijlocul cursei sale.

Performantele optime RF ale booster-ului pot fi atinse prin distanțarea sau apropierea cu grijă a spirelor bobinei L3, urmărind un maxim al amplificării la aproximativ 95 MHz; acordați receptorul pe un semnal slab pe această frecvență și aliniați pentru o deflexie maximă pe S-metru sau pentru a obține o audibilitate maximă a semnalului în raport cu nivelul de zgomot. Faceți același lucru pentru fiecare capăt de bandă și reglați în mod corespunzător P1. Asigurați-vă că potențiometrul de reglaj poate fi acționat pentru a obține o amplificare optimă pentru orice frecvență în banda de la 88 la 108 MHz și marcați scala de reglaj în pași de 1 MHz. În cazul în care nu se obțin amplificări egale pe întreaga

gamă, va trebui să adaptăm cu grijă bobina L3, prin mărirea sau micșorarea numărului de spire. Oricum, priza trebuie să rămână la spira 3 dinspre capătul de masă.

Acelor electroniști care doresc să atingă perfecțiunea le recomandăm să plaseze un trimer de 40 pF în locul lui C1. În acest mod, amplificatorul poate fi acordat în raport cu caracteristica de zgomot (în sensul minimizării acestuia), ceea ce nu este același lucru cu acordul pentru o amplificare optimă.

În final, datele bobinelor pentru booster-ul acordabil sunt:

L1 = 9 spire din fir de cupru emailat 22 SWG (Ø 0,7 mm) bobinate strâns pe un diametru de 7 mm. Priza – la o spiră față de capătul conectat la masă.

L3 = la fel, priza la spira 3 dinspre masă.

L2a; L2b = 6 și, respectiv, 3 spire, fir de cupru emailat 26 SWG (Ø 0,5 mm), bobinate pe un inel de ferită tip T37-12.

165 *Convertor VLF*

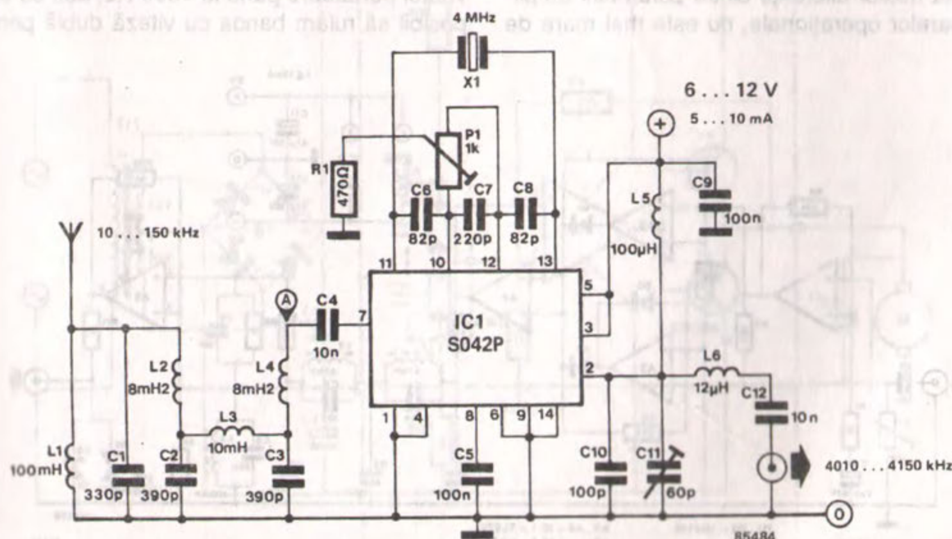
Strict vorbind, banda VLF (foarte joasă frecvență) se întinde de la 3 kHz la 30 kHz și banda LF (joasă frecvență), adesea denumită banda de unde lungi, de la 30 kHz la 300 kHz. Convertorul descris aici acoperă gama de frecvență 10 ... 150 kHz și, de aceea, „cade" la mijloc, între un convertor VLF și unul LF.

Frecvențele între 10 kHz și 150 kHz sunt translate între 4,01 ... 4,15 MHz și pot fi transmise spre un receptor de unde scurte capabil să accepte aceste frecvențe. Convertorul este conectat la intrarea de antenă a receptorului prin intermediul unui cablu coaxial.

Multe dintre convertoare suferă de blocaje în semnalul de ieșire a frecvenței mixer / oscilator cauzate de tendința mixerului de a deveni asimetric. Din această cauză, convertorul propus folosește binecunoscutul schimbător de frecvență SO42P, a cărui simetrie poate fi reglată cu precizie prin intermediul unui semireglabil de 1 kΩ, conectat între pinii 10 și 12.

Pentru a preîntâmpina recepția frecvențelor imagine, semnalul de antenă este mai întâi aplicat unui filtru trece-bandă LC, înainte de a fi transmis schimbătorului de frecvență.

Ieșirea schimbătorului de frecvență (pinul 2) este aplicată unui circuit LC acordat pe gama de frecvențe 4,01 ... 4,15 MHz. Acest circuit,



constând dintr-o bobină de 100 µH în paralel cu un condensator de 100 n și un trimer de 60 p, suprimă efectiv orice semnal parazit generat în schimbătorul de frecvență.

Trimerul de 60 p este utilizat pentru acordarea pe emițătorul dorit din banda 10÷150 kHz (recepție maximă!). Simetria schimbătorului de frecvență este obținută prin acordarea receptorului de unde scurte pe frecvența unui oscilator cu cuarț, adică 4,00 MHz, și apoi se acționează semireglabilul de 1 kΩ pentru obținerea unui minim la ieșirea convertorului, ceea ce înseamnă o deviație minimă a S-metrului, sau a unui alt indicator de intensitate a câmpului, în receptor. În timpul acestei calibrări, intrarea schimbătorului de frecvență, punctul A din schemă, trebuie scurtcircuitată la masă.

Toate bobinele sunt șocuri RF standard. Valoarea bobinei de ieșire de 12 µH nu este critică.

Antena trebuie să fie un fir cât se poate de lung.

166 *Interfață pentru sateliții meteorologici*

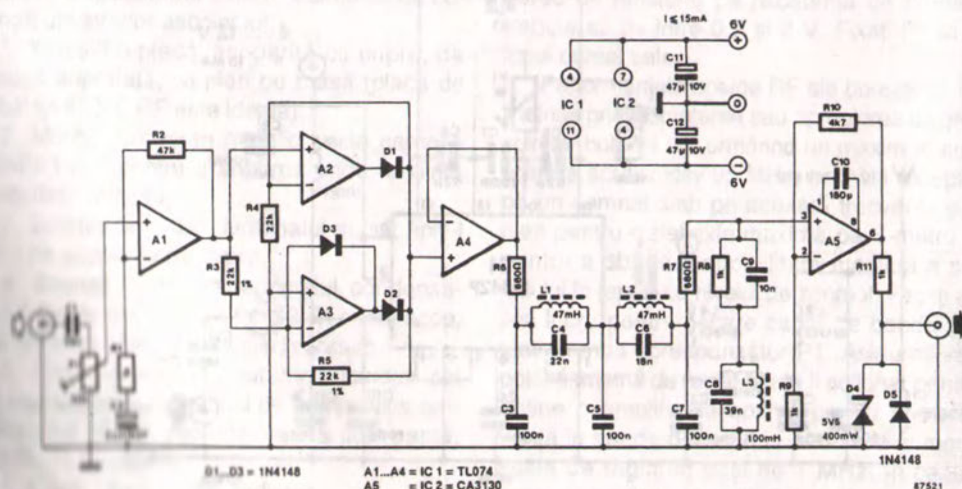
Un număr tot mai mare de electroniști pasionați au devenit interesați în recepția sateliților meteorologici.

Mulți dintre sateliții meteorologici non-geostaționari, cum ar fi cei din seria NOAH, transmit pe frecvența purtătoare de 138 MHz. Pentru o recepție optimă, detectorul ar trebui să fie caracterizat de o suprimare relativ înaltă a purtătoarei.

Se presupune, în cele ce urmează, că semnalul de imagine este disponibil pe o bandă de casetofon. Amplificatorul operațional A1 are o amplificare de 48, în timp ce A2-A3 formează un redresor dublă alternanță de precizie. Ondulația cu frecvența de 2400 Hz, ce se obține datorită micilor diferențe dintre parametrii amplificatoarelor operaționale, nu este mai mare de 0,2%. În cazul utilizării unor convertoare A-D uzuale, această ondulație corespunde unei erori mai mici de ½ (LSB).

Ondulația semnalului principal are frecvența de 4800 Hz. Aceasta este foarte ușor suprimată printr-un filtru dublu π realizat în jurul lui L1 și L2. La 2500 Hz atenuarea este de aproximativ 3 dB, la 4500 Hz de aproape 45 dB. Rețelele paralele R-C și L-C de la intrarea + a lui A5 compensează rezistența ohmică a bobinelor din filtrul π. L1, L2 și L3 sunt, de preferință, bobine ecranate, cu ferite, din seria Toko 10RB, disponibile în Cirkit PLC (L1 & L2: 181LY-473, L3 = 181LY-104).

Interfața se pretează pentru prelucrarea frecvenței purtătoare până la 4800 Hz, așa că este posibil să rulăm banda cu viteză dublă pentru



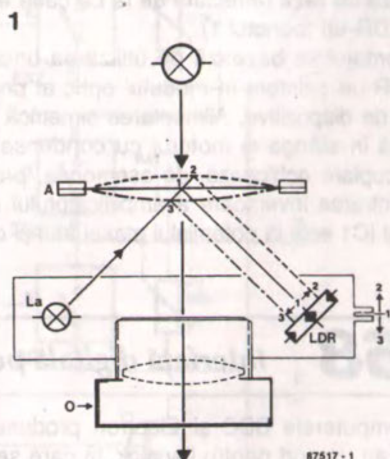
încărcarea datelor în computer (bineînțeles, dacă programul o poate prelucra). Componentele R11, D4 și D5 protejează convertorul A-D împotriva tensiunilor mai mari de 5 V și mai mici de 0 V. Utilizarea amplificatoarelor operaționale de tipul CA3130 asigură o excursie a tensiunii de ieșire de 5 V, atunci când se folosește o sursă de alimentare de ±6 V. Nivelul maxim de alimentare și consumul de curent sunt ±9 V și, respectiv, 15 mA. Amplitudinea semnalului de intrare trebuie să fie mai mare decât 68 mV_{ef} pentru a obține o ieșire de 5 V_{vv}.

167 Autofocalizare pentru proiectorul de diapozitive

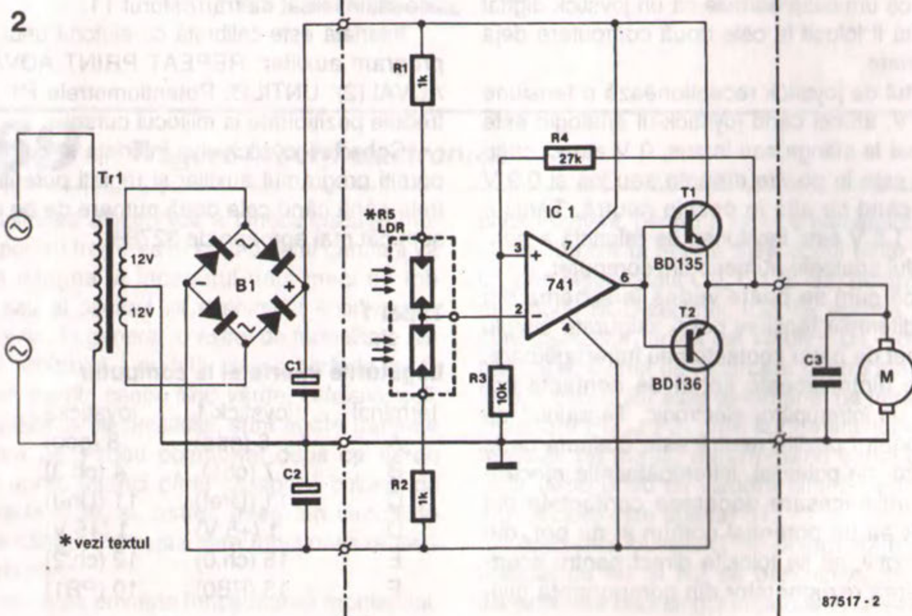
Prezentul montaj se dorește a fi un înlocuitor pentru partea electronică dintr-un sistem de acționare a proiectorului de diapozitive, în cazul în care aceasta este parțial sau în totalitate defectă. Partea mecanică din sistemul de autofocalizare se presupune a fi încă funcțională.

Multe dintre schemele de focalizare automată care echipează proiectoarele pentru diapozitive se bazează pe utilizarea unui modul optic ce conține o mică lampă, a câtorva lentile și oglinzi și a unui senzor de lumină realizat din două fotorezistențe (LDR-uri) conectate în serie și care funcționează ca un divizor de tensiune. După cum se observă în fig. 1, lampa La transmite o rază îngustă de lumină în centrul diapozitivului A, a cărui suprafață o reflectă pe LDR-uri.

1



2



Atunci când suprafața diapozitivului se bombează spre interior sau exterior, imaginea proiectată pe ecran este neclară, iar raza de la La este recepționată pe suprafața unuia dintre LDR-uri (punctul 2 sau 3). Acest lucru este detectat de un circuit de comandă a unui motor care asigură ca distanța focală dintre obiectivul O și suprafața diapozitivului să fie corectată în vederea menținerii unei imagini clare, adică obiectivul este acționat până când circuitul detectează că raza reflectată de la La cade exact între LDR-uri (punctul 1).

Montajul se bazează pe utilizarea unui set de LDR-uri existent în modulul optic al proiectorului de diapozitive. Alimentarea simetrică prezentată în stânga și motorul cu condensatorul de decuplare echipează, de asemenea, proiectorul. Intrarea inversoare a amplificatorului operațional IC1 este la potențialul masei atunci când raza test menționată anterior cade între LDR-uri. Ieșirea amplificatorului operațional ține de asemenea intrarea neinversoare la 0 V, astfel încât nu apare nici o tensiune, la emitoarele tranzistoarelor de putere T1-T2, care să acționeze motorul. Dacă raza reflectată iluminează unul dintre cele două LDR-uri, circuitul face ca motorul să miște lentila obiectivului în sensul focalizării corecte, până când nu se mai detectează nici o diferență de tensiune între LDR-uri. Ponderea reacției circuitului este menținută relativ redusă, pentru a împiedica motorul să miște continuu lentila obiectivului la depășirea poziției corecte, determinând o oscilație lentă a sistemului.

Rezistențele R3 și R4 trebuie tatonate până când se obține un răspuns optim în ce privește viteza și stabilitatea.

168 *Interfață digitală pentru joystick*

Computerele BBC și Electron produse de Acorn au un port pentru joystick, la care se pot conecta numai joystick-uri analogice. Pentru multe scopuri este mai comod un joystick digital, adică unul cu patru contacte. Interfața propusă în cele ce urmează permite ca un joystick digital să poată fi folosit la cele două computere deja menționate.

Portul de joystick recepționează o tensiune de 1,8 V, atunci când joystick-ul analogic este poziționat la stânga sau în sus, 0 V atunci când acesta este în poziție dreapta sau jos și 0,9 V atunci când se află în poziție neutră. Tensiunea de 1,8 V este tensiunea de referință a convertorului analogic-numeric din computer.

După cum se poate vedea în schema din fig. 1, diferitele tensiuni pot fi asigurate simplu de un set de patru contacte sau întrerupătoare. Fiecare dintre aceste seturi de contacte comandă un întrerupător electronic. Tensiunea de 0,9 V pentru poziția neutră este obținută de la un divizor de potențial. Întrerupătoarele electronice sunt necesare deoarece contactele din joystick au un potențial comun și nu pot, din acest motiv, să fie folosite direct pentru scurtcircuitarea rezistențelor din componența divizorului de potențial. Butonul de foc (trăgaciul) este conectat la bara de +5 V, de o legătură realizată în joystick, producându-se astfel un 1 logic atunci când este apăsat; în rest, computerul recepționează un 0. Semnalul este, de aceea, inversat de tranzistorul T1.

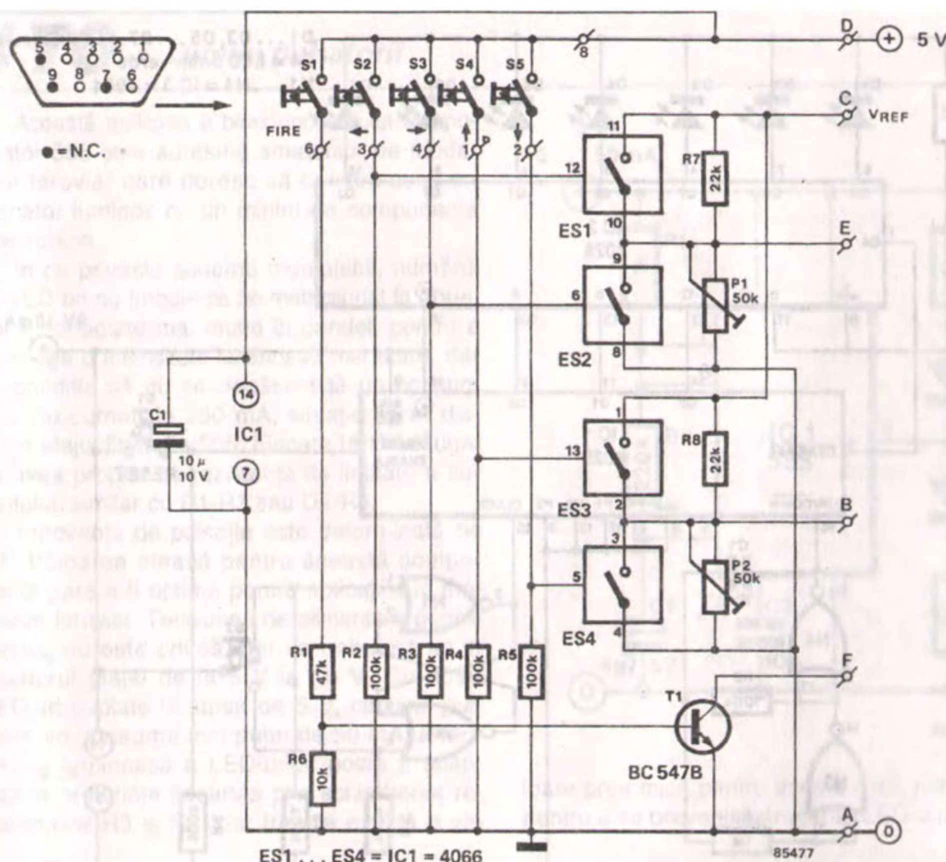
Interfața este calibrată cu ajutorul unui scurt program auxiliar: REPEAT PRINT ADVAL(1) ADVAL(2): UNTIL∅. Potențiometrele P1 și P2 trebuie poziționate la mijlocul cursei.

Conectați joystick-ul și interfața la computer, porniți programul auxiliar și reglați potențiometrele până când cele două numere de pe ecran sunt cât mai aproape de 32768.

Tabel 1

Legăturile interfeței la computer

terminal	joystick 1	joystick2
A	8 (gnd)	8 (gnd)
B	7 (ch1).	4 (ch.3)
C	11 (Uref)	11 (Uref)
D	1 (+5 V)	1 (+5 V)
E	15 (ch.0)	12 (ch.2)
F	13 (PB0)	10 (PB1)



169 Tragere la sorți electronică

Versiunea electronică a binecunoscutei monede pentru tragerea la sorți a celui căruia îi va reveni mingea la începutul unui meci de fotbal – sau al oricărui alt eveniment sportiv care presupune, în general, o astfel de formalitate din partea arbitrului – constă dintr-o bară de șapte LED-uri, cel din centru fiind verde, celelalte roșii. După inițializarea circuitului, sunt egale șansele ca orice LED roșu poziționat după cel verde să fie aprins atunci când se apasă butonul de tragere la sorți; și, astfel, avem un circuit de decizie stânga / dreapta care funcționează perfect arbitrar.

În ceea ce privește funcționarea montajului, se observă că butonul S1 poate fi apăsat în orice moment, pentru a încărca numărătorul IC1, ce va furniza la ieșirile sale codul binar pentru 0 , prin ieșirile sale Q0, Q1 și Q2, determinând decodorul BCD-zecimal, IC2, să aprindă LED-ul corespunzător, adică cel verde – D4 – din centrul barei. Codul de încărcare pentru starea inițială a circuitului este determinat de intrările de încărcare P0 ... P3, care sunt menținute la potențialul de masă, determinând astfel ca IC1 să încarce 0000 ca valoare binară de început, atunci când este apăsat S1.

Apăsarea butonului S2 determină bistabilul realizat cu N1 și N2 să basculeze, generând transmiterea unui singur impuls la intrarea de tact a lui IC1. În funcție de nivelul logic de la intrarea

D1 ... D3, D5 ... D7 = LED 5mm roșu
D4 = LED 5mm verde
N1 ... N4 = IC 3 = 4001



UP/DOWN a lui IC1, decodorul unul din opt va aprinde fie D5 (dreapta) fie D3 (stânga), deoarece numărarea în sens direct de la 0000 dă următorul cod binar 0001, în timp ce numărarea înapoi va furniza codul binar 1111. Această ultimă valoare va determina ca IC2 să aprindă D3 prin ieșirea sa Q7, atâta timp cât cel mai semnificativ bit de intrare – D – a fost trecut la masă.

Arbitrariul montajului este asigurat de viteza cu care oscilatorul N3-N4 aplică impulsurile la intrarea de numărare UP/DOWN. Șansele sunt 1 la 1, teoretic vorbind, numai în cazul în care circuitul nu a fost trucat...

Șapte dintre cele opt ieșiri active în starea sus ale lui IC2 au fost cablate în mod direct la LED-urile corespunzătoare, în timp ce Q4 folosește la blocarea numărătorului prin conexiunea CARRY IN. Se observă ușor că inhibarea numărătorului se produce în mod automat când IC1 numără înainte din starea de ieșire 3, sau numără înapoi din starea 5; ambele condiții determină ca Q4, și, din această cauză, CARRY IN să treacă în starea sus, blocând numărarea în continuare până când butonul de inițializare este apăsat.

În final, apăsarea repetată a lui S2, fără resetarea circuitului, va produce aprinderea aleatoare a oricărui LED din bară, și această facilitate poate fi la fel de bine folosită în orice jocuri bazate pe decizii aleatoare sau în alte eventuale aplicații serioase la care vă gândiți.

170 Lumini pulsatorii

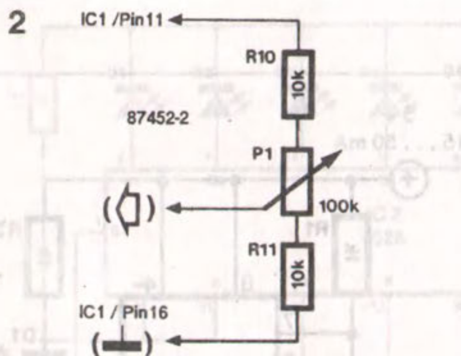
Această aplicație a binecunoscutului temporizator 555 este adresată amatorilor de modelism feroviar care doresc să construiască un semafor luminos cu un minim de componente electronice.

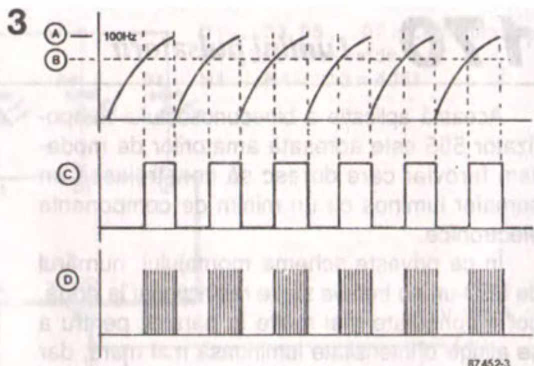
În ce privește schema montajului, numărul de LED-uri nu trebuie să fie restricționat la două, pot fi conectate mai multe în paralel, pentru a se atinge o intensitate luminoasă mai mare, dar cu condiția să nu se depășească un consum total de curent de 200 mA, situație ce ar distruge etajul final din 555. Fiecare LED adăugat va avea propria sa rezistență de limitare a curentului, similar cu D1-R3 sau D2-R4.

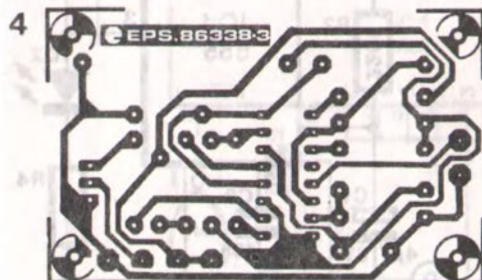
Frecvența de pulsație este determinată de C1. Valoarea aleasă pentru această componentă pare a fi optimă pentru aplicațiile în modelism feroviar. Tensiunea de alimentare pentru montaj nu este critică, dar va trebui să fie în interiorul plajei de la 5 V la 10 V. Cu două LED-uri cuplate la sursa de 5 V, circuitul pulsator va consuma mai puțin de 50 mA. Intensitatea luminoasă a LED-urilor poate fi adaptată la preferința fiecăruia prin schimbarea rezistențelor R3 și R4, dar trebuie evitată o valoare prea mică pentru aceste două rezistențe, pentru a se preveni distrugerea LED-urilor.

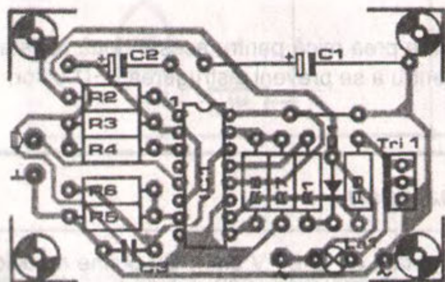
171 Reglaj pentru lămpile cu halogen

Circuitul propus în continuare se pretează la proiectoarele pentru diapozitive care nu au un reglaj de iluminare (lămpi cu halogen alimentate de la 24 V c.a.). Cu puține modificări, el poate fi folosit și pentru reglarea iluminării lămpilor cu halogen de 12 V, dar nu și pentru









Lista componentelor

Rezistenţe (± 5%):
R1 = 470 R; 0,5 W
R2, R7 = 100 k
R3 = 22 k
R4 = 330 k
R5 = 150 k
R6 = 270 k
R8 = 82 k
R9 = 150 R

Condensatoare:
C1 = 470 µ / 16 V, axial
C2 = 1 µ / 16 V, axial*
C3 = 1n5

Semiconductoare:
D1 = 1N4001
Tri1 = TIC236 sau TIC246*
IC1 = TCA280A

Diverse:
Placă de circuit imprimat = Tip 87452
Radiator pentru Tri1
* vezi textul

cele de la autoturisme, deoarece acestea sunt alimentate de la o sursă de curent continuu.

Montajul din fig. 1 este destinat să funcţioneze cu o sursă de alimentare de 24 V c.a. şi poate alimenta o sarcină de maxim 150 W. Pentru sarcini de maxim 250 W, TIC236 va fi înlocuit cu TIC246.

Iluminarea unei lămpi cu halogen este comandată prin aplicarea unei tensiuni continue la pinul 5 al circuitului IC1. O tensiune de +2,5 V va da o iluminare maximă, în timp ce la +5 V lampa va fi stinsă complet. Gama de comandă a intensităţii luminoase a lămpii este de la –2,5 V la +5 V şi poate fi extinsă superior prin scăderea valorii lui C2.

TIC246 va fi folosit atunci când circuitul va comanda o lampă de 12 V care consumă mai mult de 50 W. Fig. 2 prezintă detaliile de conectare a potenţiometrului de comandă a intensităţii la intrarea lui TCA280A. Divizorul de tensiune R10-P1-R11 este montat în exterior şi poate fi cuplat la tensiunea stabilizată accesibilă la pinul 11 al lui IC1. Intensitatea minimă, sau maximă, a lămpii este determinată de R10 şi respectiv R11, aşa încât gama de comandă poate fi ajustată după preferinţa fiecăruia. Atunci când se foloseşte o comandă prin potenţiometru, C2 trebuie întotdeauna să aibă valoarea de 100 n.

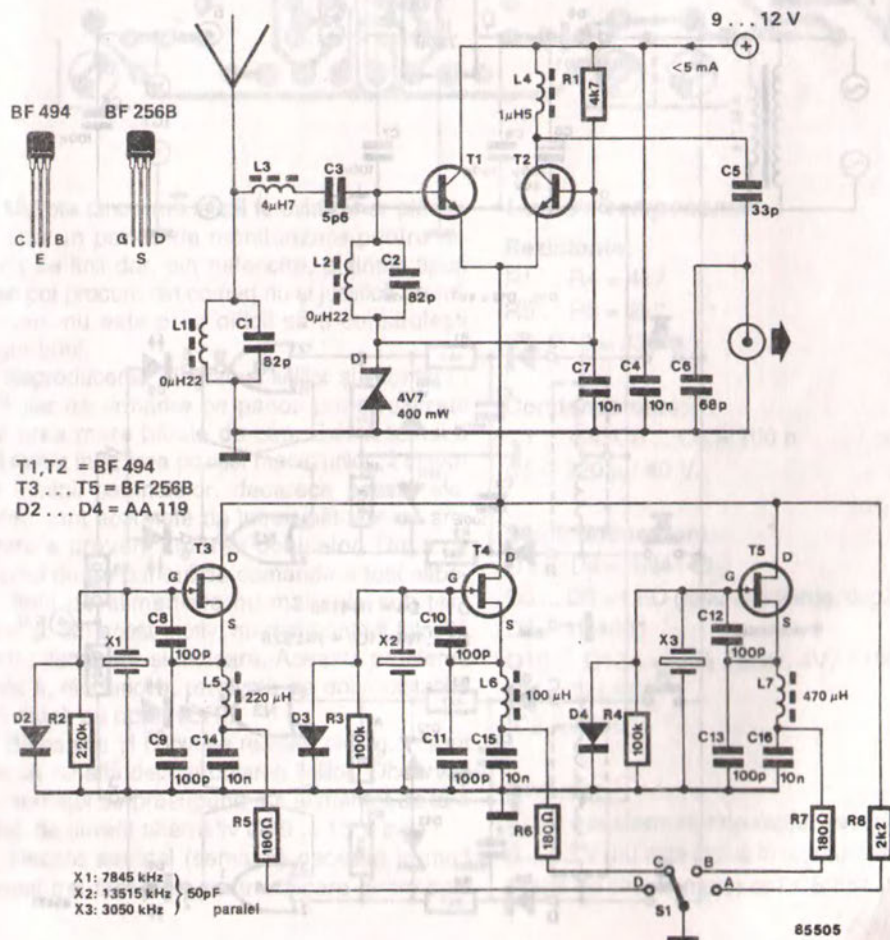
Fig. 3 prezintă formele de undă ale semnalelor în diferite puncte din circuit.

Regulatorul de intensitate pentru lămpile cu halogen este realizat pe o placă de circuit imprimat așa cum se arată în fig. 4. Atunci când puterea lămpii este mai mare de 15 W, triacul trebuie montat pe un radiator iar traseele spre terminalele a1 și a2 trebuie cositorite sau întărite cu trasee scurte realizate din fire.

172 *Monitor pentru aeromodele*

Vechile aeromodele radiocomandate, adică acelea care nu folosesc un computer, erau foarte vulnerabile la ruperea legăturii radio, fapt ce putea duce la zdrobirea sau pierderea modelului, sau chiar la amândouă. Datorită faptului că banda de frecvență radio alocată a fost uzurpată de pirați, este esențial pentru fiecare pilot de aeromodel să fie sigur că va folosi un canal care este liber. Chiar dacă acesta este liber, este recomandabil să fie urmărit în permanență.

În combinație cu un receptor de unde scurte, montajul prezentat în cele ce urmează permite

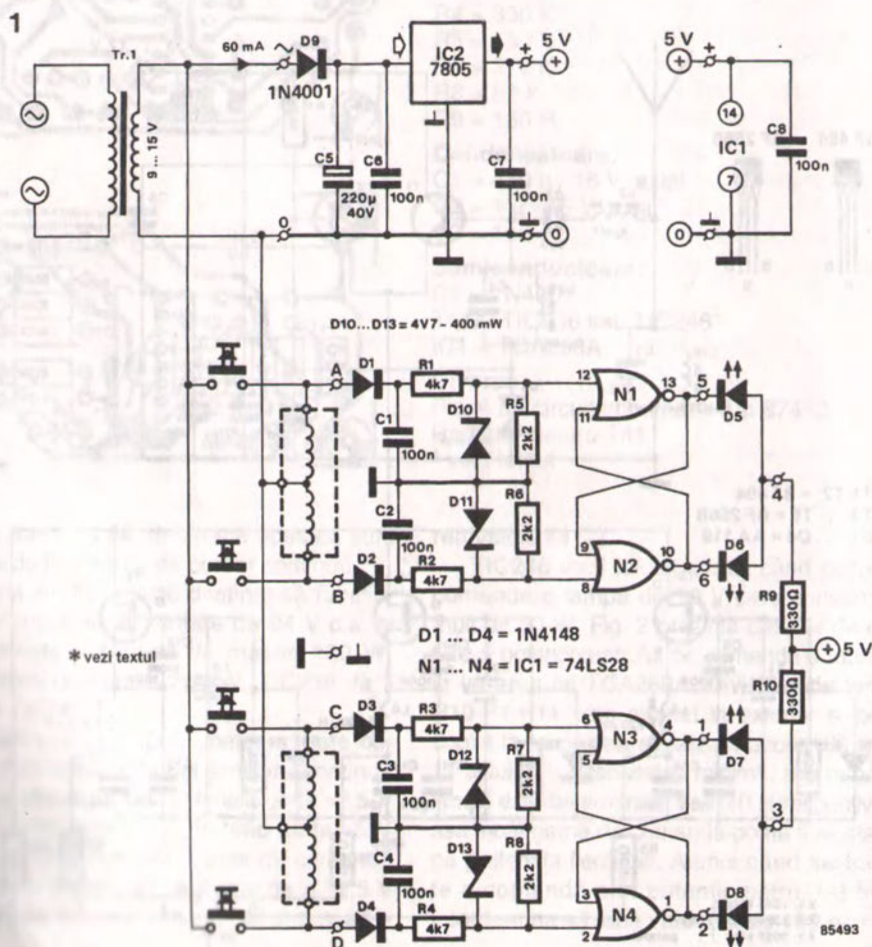


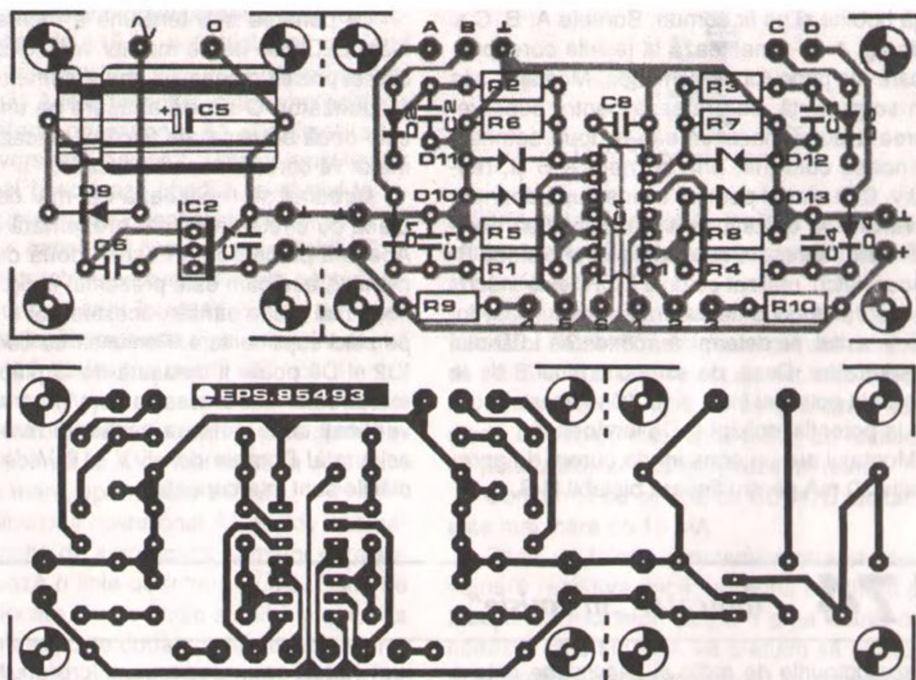
urmărirea benzii de 27 MHz alocată stațiilor de radiocomandă. Semnalul de la antenă este filtrat (26 ... 41 MHz) și aplicat la intrarea unui amplificator diferențial T1-T2. Deoarece sursa de curent pentru acest montaj constă dintr-un oscilator, amplificatorul funcționează ca un mixer. Oscilatorul pilotat cu cuarț poate funcționa cu aproape orice cristal între 2 și 32 MHz. Circuitul de ieșire L4-C5-C6 este acordat pe aproximativ 27,2 MHz. Această frecvență este invers proporțională cu valorile bobinei și condensatoarelor.

Valorile pentru cristale se bazează pe împărțirea în 40 de canale. Pe poziția A a comutatorului, circuitul funcționează ca un amplificator pentru antenă; în poziția B, canalele 38 ... 49 sunt convertite în 8 ... 19; în poziția C, canalele 50 ... 53 sunt convertite în 20 ... 23; și, în poziția D, canalele 61 ... 79 sunt convertite în 21 ... 39.

Receptorul la care este cuplat monitorul nu trebuie să fie neapărat pentru recepția FM: un receptor AM poate funcționa în FM dacă dezacordăm monitorul cu câțiva kHz.

173 *Panou de monitorizare pentru modelism feroviar*





Multora dintre modeliștii feroviari le-ar plăcea să aibă un panou de monitorizare pentru rețeaua de linii dar, din nefericire, puținele tipuri ce se pot procura din comerț nu-și justifică prețul. Oricum, nu este prea dificil să-ți construiești singur unul.

Reproducerea diagramei liniilor și montarea luminilor de urmărire pe panou pot fi realizate fără prea mare bătaie de cap. Există totuși o problemă: indicarea poziției macazurilor și culoarea luminii semnalelor, deoarece aceste elemente sunt acționate de întrerupătoare cu arc, pentru a preveni arderea bobinelor. După ce butonul de pe panoul de comandă a fost eliberat, linia de alimentare nu mai este sub tensiune și, din acest motiv, nu mai poate fi folosită pentru iluminare și indicare. Această problemă poate fi, din fericire, rezolvată de două bistabile R-S (latch cu porți NOR).

Butoanele și bobinele releelor din fig. 1 sunt cele ce se află deja în dotarea liniilor. Observați că montajul se presupune a fi alimentat de la o sursă de curent alternativ de 9 ... 15 V c.a.

Fiecare semnal (semafor) necesită în mod normal trei fire: unul pentru fiecare dintre cele

Lista de componente:

Rezistențe:

R1 ... R4 = 4k7
R5 ... R8 = 2k2
R9, R10 = 330 Ω

Condensatoare:

C1 ... C4, C6 ... C8 = 100 n
C5 = 220 μ / 40 V

Semiconductoare:

D1 ... D4 = 1N4148
D5 ... D8 = LED (roșu sau verde, după cerințe)
D9 = 1N4001
D10 ... D13 = diodă Zener, 4V7 / 400 mW
IC1 = 74LS28
IC2 = 7805

Diverse:

Tr1 = transformator de rețea, secundar 9 ... 15 V (nu este inclus în rețeaua existentă)
Placa de circuit imprimat PCB 85493

două bobine și un fir comun. Bornele A, B, C și D din fig. 1 se conectează la ieșirile corespunzătoare ale panoului de comandă. Montajul, așa cum se prezintă, se pretează pentru supravegherea a două macazuri sau a două semnale luminoase colorate, prin bornele A-B și, respectiv, C-D, dar el poate fi extins după dorință.

Tensiunea utilizată pentru anclanșarea bobinelor este redresată și aplicată unui bistabil R-S. Acest latch, realizat cu porți NOR, este înscris sau șters în funcție de natura semnalului de intrare și, astfel, se determină aprinderea LED-ului corespunzător. Dacă, de exemplu, pinul 8 de la N2 este la potențial înalt, pinul 10 al acestei porți este la potențial scăzut și D6 luminează.

Montajul are un consum de curent de aproximativ 30 mA pentru fiecare bistabil R-S.

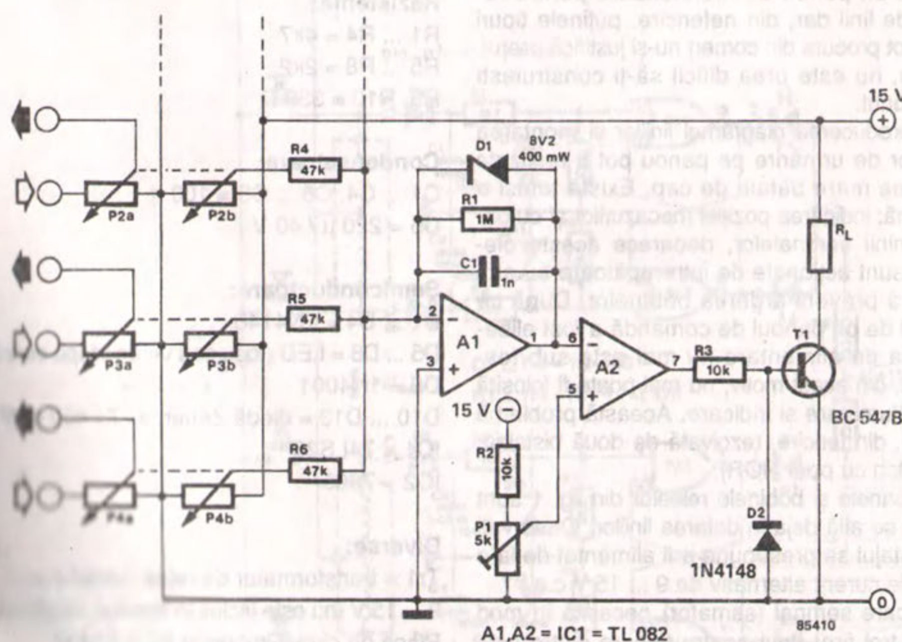
La punerea sub tensiune a montajului, nu toate LED-urile de pe monitor vor indica în mod corect poziția macazului sau a semaforului corespunzător. O scurtă apăsare pe unul dintre cele două butoane ale fiecărui macaz sau semafor va corecta această situație.

Circuitul se realizează cel mai comod pe placa cu circuit imprimat prezentată în fig. 2. Această placă poate deservi două canale de monitor, așa cum este prezentat în fig. 1. Dacă doriți mai multe canale, acestea pot fi realizate pe plăci suplimentare. Porțiunea ce conține C5, IC2 și D9 poate fi detașată de la plăcile suplimentare dar, dacă acestea sunt în număr mare, verificați dacă puterea necesară mai poate fi asigurată! Bornele de +5 V și 0 V de la toate plăcile sunt interconectate.

174 *Indicator „în emisie"*

În studiourile de radio și televiziune este o regulă să se indice celor interesați atunci când microfonul sau camera de luat vereri este „în emisie". Acest lucru este indicat în mod normal printr-o lumină roșie pe, sau lângă, camera de luat vederi sau, respectiv, microfon. Montajul descris în cele ce urmează este conceput ca un accesoriu pentru un mixer DIY.

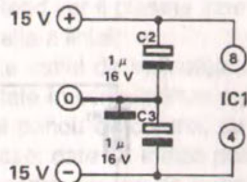
Pentru ca montajul să intre automat în funcțiune, se utilizează cursoarele potențiometrelor



duble de pe intrarea de audio. Atunci când o secțiune a acestor potențiometre este conectată la bara de +15 V, potențialul pe cursorul acestei secțiuni este o măsură a poziției potențiometrului. Acest potențial este amplificat de amplificatorul operațional A1 și aplicat la intrarea inversoare a lui A2. Ultimul amplificator operațional basculează imediat ce nivelul la intrarea sa inversoare îl depășește pe cel de la intrarea sa +, care a fost fixat cu semireglabilul P1.

Potențiometrele cu cursor folosite pentru astfel de montaje sunt întotdeauna de tip logaritmic, așa încât creșterea tensiunii la începutul cursei este întotdeauna destul de mică. Pentru a asigura o funcționare corectă a montajului chiar și pentru astfel de poziții ale potențiometrelor, amplificarea lui A1 a fost fixată la o valoare destul de mare, aproximativ 26 dB.

Amplificatorul operațional A1 are de asemenea și funcția de amplificator sumator care supraveghează o linie de intrare audio. Dacă se cere ca fiecare intrare audio să aibă propria sa supraveghere, cele două amplificatoare operaționale vor trebui repetate pentru fiecare intrare, în timp ce P1, bineînțeles, va continua să



asigure potențialul de la intrările neinversoare pentru toate amplificatoarele operaționale aflate în poziția A2.

Ieșirea indicatorului este asigurată de un tranzistor BC547B, care poate comuta un curent de până la 100 mA. Acest curent este suficient să comande o lampă de semnalizare sau o diodă electroluminescentă (LED) cu rezistență de polarizare, sau să acționeze un releu.

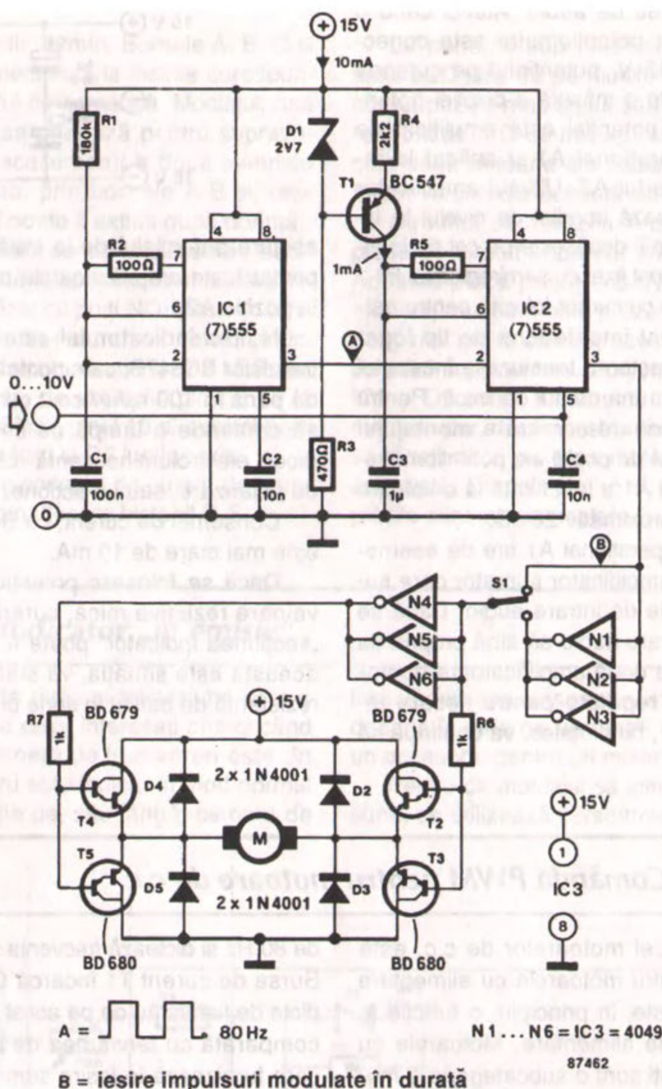
Consumul de curent, cu BC547B blocat, nu este mai mare de 10 mA.

Dacă se folosesc potențiometre stereo de valoare rezistivă mică, curentul continuu prin „secțiunea indicator" poate fi prea mare; dacă aceasta este situația, vă sfătuim să utilizați o rezistență de balast în serie cu întregul montaj.

175 *Comandă PWM pentru motoare de c.c.*

Comanda vitezei motoarelor de c.c. este relativ simplă. Pentru motoarele cu alimentare separată, viteza este, în principiu, o funcție liniară a tensiunii de alimentare. Motoarele cu magneți permanenți sunt o subcategorie a motoarelor cu alimentare separată și sunt adesea folosite la jucării și modele. În acest montaj, tensiunea de alimentare a motorului este furnizată prin intermediul impulsurilor modulate în durată (PWM), fapt ce asigură atât un bun randament cât și un cuplu relativ mare la viteze mici de rotație ale motorului.

O singură tensiune de comandă, cu valoarea cuprinsă între 0 și +10 V, asigură ca viteza motorului să fie inversată și variată de la zero la maxim în ambele sensuri. Multivibratorul astabil IC1 este reglat pentru o frecvență de oscilație de 80 Hz și dictează frecvența semnalului PWM. Sursa de curent T1 încarcă C3. Tensiunea în dinte de fierăstrău de pe acest condensator este comparată cu tensiunea de comandă în IC2, care furnizează la ieșire semnalul PWM transmis porților tampon N1 ÷ N3 sau N4 ÷ N6. Comanda motorului, realizată cu tranzistoare Darlington, este un circuit în punte, capabil să suporte sarcini de până la 4 A, cu prevederea ca în regim de funcționare curentul să fie sub valoarea de 6 A, asigurându-se totodată o răcire suficientă pentru tranzistoarele T2 ÷ T5. Diodele D2 ÷ D5 asigură protecția împotriva vârfurilor de tensiune inductive generate de bobinajul motorului. Comutatorul S1 permite schimbarea instantanee a sensului de rotație al motorului.

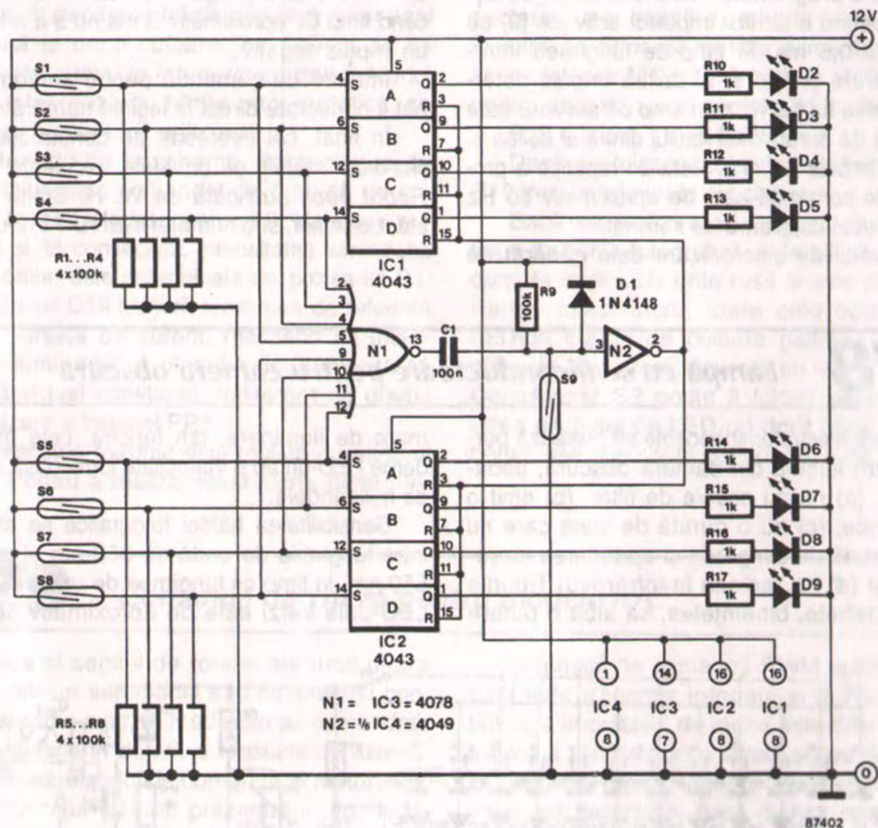


176 Indicator de tronson pentru modelismul feroviar

Acest indicator de tronson poate fi exact lucrul pe care l-ați căutat, dacă aveți o rețea mare de șine, tunele și linii de cale ferată pe diferite nivele și este, câteodată, o adevărată pierdere de timp să găsiți unde se află un anumit tren. Montajul folosește LED-uri pentru a indica poziția trenurilor. Fiecare tronson de cale ferată este împărțit în 8 secțiuni ale căror puncte de început sunt marcate cu contacte Reed (S1 ... S8). Un al nouălea contact Reed este montat la sfârșitul tronsonului, pentru a asigura stingerea indicației de pe lungimea respectivă a liniei.

Montajul este compus din 8 bistabile set-reset (R-S) care comandă fiecare câte un LED. Toate intrările SET sunt prelucrate într-o poartă NOR, N1, care comandă un formator de impulsuri ce șterge bistabilele cu un impuls scurt, pentru a asigura că numai LED-ul corespunzător ultimei secțiuni va fi aprins. Contactele Reed sunt acționate cu ajutorul unui mic magnet montat dedesubtul locomotivei. În funcție de locul cel mai comod de plasare a magnetului, contactele Reed vor fi plasate între linii, sau de o parte sau alta a liniei.

Mai multe astfel de indicatoare de tronson pot fi conectate în serie, pentru a permite executarea unui panou de control, cu multe semnale luminoase, care să indice poziția trenului. Pentru a observa direcția de trafic a trenurilor, cuplajele tronsoanelor sunt dotate cu S9 (sfârșitul tronsonului precedent) și S1 (începutul tronsonului curent) care sunt plasate unul lângă altul.



177 *Circuit de comandă pentru servorobot*

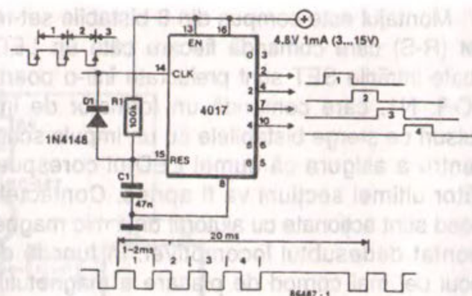
În ultimii ani, robotica și cibernetica au devenit noi domenii de interes pentru mulți posesori de microcomputere personale echipate din construcție cu plăcile necesare pentru comanda perifericelor. Oricât de simplă pare scrierea unor programe pentru comanda unui robot și execuția hardului asociat, construcția de precizie a părților mecanice (sau, dacă doriți, a membrelor) pune adesea probleme de nerezolvat, atâta timp cât seturi de angrenaje miniaturale, rulmenți cu

bile, axe și roți dințate nu sunt la îndemâna celor familiarizați cu programe și cu lipitul pieselor electronice.

În ciuda limitelor în ce privește precizia de deplasare, servomotoarele folosite la construcția aeromodelelor sau navomodelelor pot oferi o variantă interesantă pentru multe construcții mecanice complicate; aplicații cum ar fi brațele robotului sau diferite mișcări pot fi ușor și rapid rezolvate cu ajutorul unor servomotoare amplasate ingenios.

Trebuie programate mai multe bucle de așteptare, pentru a furniza impulsul activ jos (0) cu durata de 0,5 ms, în timp ce lungimea intervalului dintre primul și al doilea impuls determină poziția lui servo 1, în timp ce servo 2 este poziționat de durata intervalului dintre al doilea și al treilea impuls ș.a.m.d. Rata de repetiție a procesului de comandă este de aproximativ 50 Hz (20 ms); vezi diagrama de semnal.

Intervalul de sincronizare este generat de



D1-R1-C1, care șterge numărătorul 4017 atunci când timp de aproximativ 3 ms nu s-a primit nici un impuls negativ.

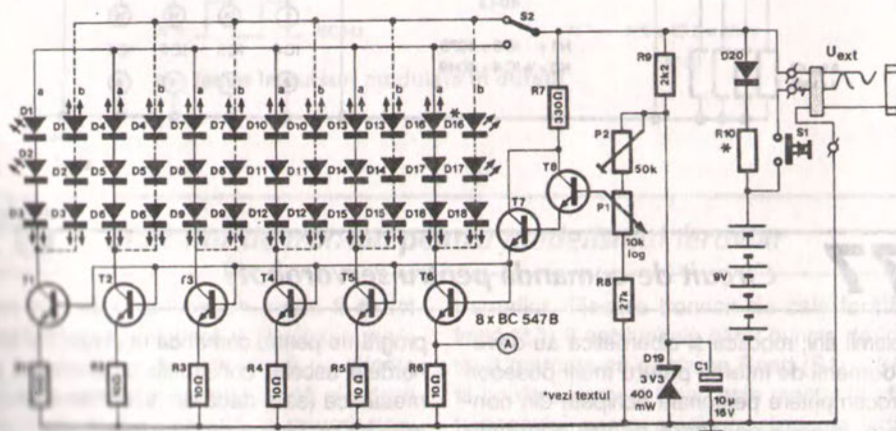
Intrările de comandă pentru servomotoare pot fi conectate direct la ieșirile numărătorului.

În final, cei interesați de construcția roboților sunt sfătuiți să consulte excelenta lucrare *Robot book* publicată de W. H. Smith & Son Ltd, Leicester, sub numărul ISBN 0-7112-0414-4.

178 *Lampă cu semiconductoare pentru camera obscură*

Diodele electroluminescente se pretează perfect pentru lumina din camera obscură, deoarece ele: (a) nu au nevoie de filtre; (b) emit o lumină rece; (c) au o durată de viață care nu este scurtată de stingerea și aprinderea lor repetată, și (d) nu radiază în infraroșu. Tipurile folosite trebuie, bineînțeles, să aibă o putere mare de iluminare; din fericire, cele mai moderne LED-uri au o intensitate luminoasă de sute de milicandele.

Sensibilitatea hârtiei fotografice se situează între lungimile de undă de 300 nm și aproape 550 nm, în timp ce lungimea de undă emisă de LED-urile verzi este de aproximativ 565 nm,



cea corespunzătoare tipurilor portocalii de aproximativ 585 nm și cea emisă de LED-urile roșii de aproape 640 nm. Din această cauză, este clar că toate cele trei tipuri de LED-uri pot fi utilizate fără restricție. În practică nu se vor folosi nicicum LED-urile de culoare verde. Datorită compoziției speciale și a sensibilității mari a hârtiei color negative, se pot folosi numai LED-urile galbene cu intensitate redusă a luminii. Din acest considerent, circuitul recomandat trebuie să aibă posibilitatea de reducere a intensității luminoase. *Aveți grijă: deoarece hârtia negativă color este sensibilă la orice culoare, ea trebuie să fie prelucrată numai în întuneric complet.* Atunci când se lucrează cu hârtie ortocromatică, se vor folosi numai LED-urile roșii.

Referindu-ne la schemă, fiecare grup de trei LED-uri este comandat de o sursă de curent – T1 până la, respectiv, T6. Valoarea curentului și, în consecință, intensitatea luminoasă a LED-urilor, este determinată de poziția lui P1. Dioda Zener D19 asigură tensiunea de referință pentru sursele de curent, realizând ca intensitatea luminoasă a blocului de iluminare să rămână virtual constantă, indiferent de gradul de epuizare a bateriei PP3.

Intensitatea maximă este reglată cu ajutorul lui P2. Pentru a realiza acest lucru, pentru început, atât P1 cât și P2 sunt poziționate la valoarea maximă a rezistenței. După aceasta, P2 este reglat până când se măsoară un potențial de 0,2 V în punctul A. În acest caz, curentul maxim prin LED-uri este de aproximativ 20 mA.

După cum se vede în figură, montajul a fost astfel construit încât S1 să poată fi acționat cu ușurință. Deoarece acest comutator este de tipul normal deschis, lumina se stinge imediat ce el este eliberat. În acest fel, se conservă bateria. Putem avea lumină continuă prin conectarea unei baterii externe la Uext. În cazul în care se folosesc pentru alimentare numai acumulatoare NiCd, R10 trebuie să fie reglată pentru această sursă conform formulei:

$$R10 = (Uext - 9)10\ [k\Omega].$$

Dacă se folosesc baterii standard, D20 și R10 trebuie eliminate din circuit.

Dacă se prelucrează o largă varietate de tipuri de hârtie fotografică, este util să se poată comuta între LED-urile roșii și cele portocalii. Pentru acest lucru, toate cele optsprezece LED-uri inițiale de culoare galbenă sunt dublate de altele roșii, figurate cu linie întreruptă. Comutatorul S2 poate fi folosit pentru selectarea grupului de LED-uri dorit (roșii sau galbene), așa după cum cer condițiile de lucru.

179 *Comandă de viteză pentru modele R/C*

Viteza și sensul de rotație ale unui motor montat într-un aeromodel sau navomodel condus prin radio sunt, în mod normal, comandate prin modulația în durată a tensiunii de alimentare aplicată etajului de comandă al motorului.

În montajul alăturat prezentat în fig. 1, bistabilul FF1 este configurat, în mod neconvențional, să funcționeze ca un multivibrator monostabil a cărui perioadă este reglată cu R1-C1-P1. Această perioadă determină punctul de comutare la care sensul de rotație al motorului se inversează. Ieșirea $\overline{Q}$ a lui FF2 trece în stare sus atunci când impulsul de la intrarea D (semnalul PWM) este mai scurt decât cel de la intrarea CLK (semnal de la FF1). Acest lucru face ca T1 să acționeze Re1 astfel încât sensul de rotație al motorului să fie inversat.

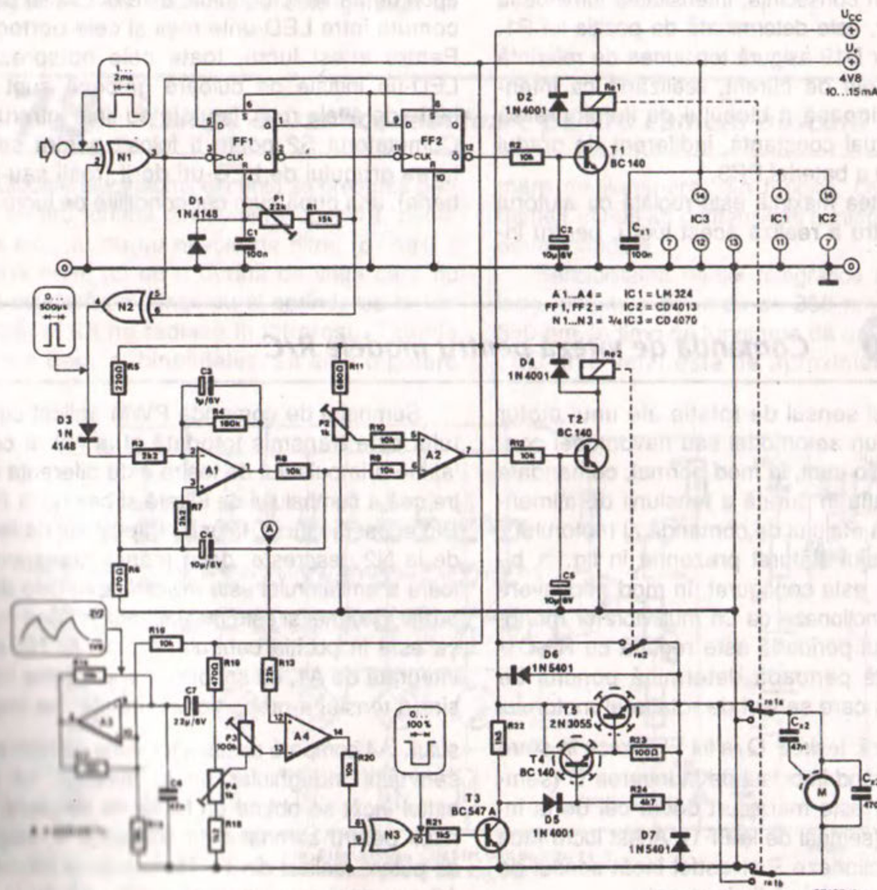
Semnalul de comandă PWM aplicat circuitului este transmis totodată și la N2, a cărui lățime a impulsului de ieșire este diferența dintre cea a semnalului de intrare și cea de la FF1. Din această cauză, lățimea impulsului de ieșire de la N2 descrește, dacă manșa corespunzătoare a emițătorului este mișcată spre cele două poziții extreme, și este maximă atunci când manșa este în poziția centrală. Ieșirea lui N2 este integrată de A1, cu scopul de a se obține la ieșire o tensiune proporțională cu lățimea impulsului. A4 compară această tensiune de ieșire cu semnalul triunghiular de la cursorul lui P3, astfel încât se obține un factor de umplere variabil pentru semnalul de comandă al etajului de putere realizat din T4-T5. În același moment, A2 compară tensiunea proporțională de la A1

cu nivelul fixat de P2. Când ieșirea lui A1 este mai mică decât pragul, adică atunci când viteza depășește nivelul prestabilit, T2 activează Re2. Aceasta determină ca joncțiunea colector-emitor a regulatorului serie T5 să fie scurtcircuitată prin intermediul contactelor releului și, astfel, permite ca motorul să funcționeze la turația maximă, deoarece căderea de tensiune directă pe T5 a fost eliminată.

Frecvența semnalului triunghiular de la A3 este de ordinul a 2 kHz și se pretează la cele mai multe motoare, capacitatea C6 putând fi mărită pentru motoare mai deosebite, în sensul scăderii frecvenței. Invers, dacă frecvența este mărită, trebuie avută grijă să se cunoască viteza maximă de comutare a lui T5, care este un tranzistor de putere bun la toate, dar de frecvență relativ joasă.

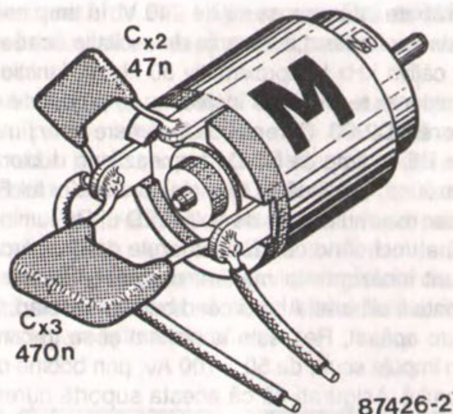
Semireglabilele P4 și P3 fixează limitele zonei de insensibilitate ale manșei și, respectiv, a punctului ce corespunde vitezei maxime a motorului. Mai exact, P3 fixează amplitudinea semnalului triunghiular, în timp ce P4 fixează nivelul de offset, pentru a permite lui A4 să furnizeze o formă de undă triunghiulară la ieșirea sa nedistorsionată și cu cea mai mare excursie de tensiune. Semireglabilul P2 este folosit pentru a determina punctul la care motorul este comutat pentru viteza maximă. Trebuie luate anumite precauții la executarea acestui reglaj, în vederea asigurării unei zone suficient de largi de comandă pentru manșă, evitând în acest fel riscul ca Re2 să vibreze sau să se blocheze.

1



Asigurați-vă că ați plasat condensatorul de 470 n în paralel cu bornele motorului și condensatorul de 47 n între una din bornele motorului și corpul acestuia – vezi fig. 2.

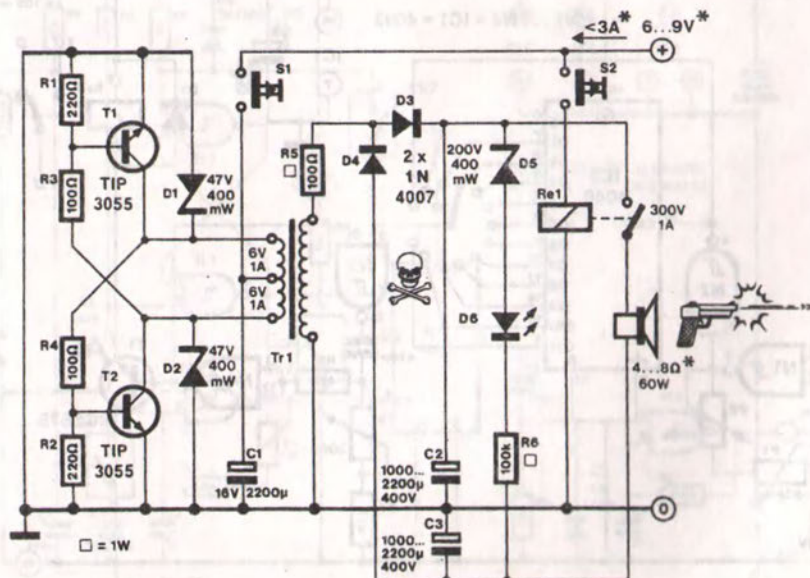
Tensiunea pentru bobinele releelor trebuie să fie egală cu tensiunea bateriei care alimentează motorul, iar contactele trebuie să poată suporta curentul absorbit de motor. Tranzistoarele T4 și T5 trebuie montate pe un radiator. Observați că, deși 2N3055 poate comuta curenți de până la 10 A, nu ar fi rău să montați două în paralel, echipate cu rezistențe de emitor de 0,1 Ω, pentru egalizarea curenților atunci când se comandă sarcini mari. Trebuie avute în vedere de asemenea limitele de curent pentru D6 și D7: pentru cele de tip 1N5401 If(max) = 3 A și, din acest motiv, trebuie conectate două în paralel dacă se atinge această limită de curent.



În final, U+ este tensiunea de alimentare de la bateria modelului (4,8 V) și +Ucc este tensiunea de alimentare pentru motor.

180 *Simulator pentru pistolul de start*

În acest montaj, pentru simularea pocnetului unui pistol de start se folosește o descărcare într-un difuzor de putere. Tranzistoarele de putere T1-T2 și transformatorul de rețea TR1 formează un oscilator de putere care poate fi pornit prin apăsarea butonului S1. Diodele Zener D1-D2 protejează tranzistoarele T1-T2 împotriva vârfurilor de tensiune datorate autoinducției. Frecvența de lucru a oscilatorului depinde de materialul miezului lui TR1 cât și de curentul ce



străbate înfășurarea sa de 240 V. În timp ce S1 este ținut apăsat, frecvența de oscilație scade de la câțiva kHz la aproximativ 50 Hz, în funcție de creșterea tensiunii de încărcare de pe condensatoarele C2-C3. Curentul de încărcare este limitat de R5, în timp ce D3-D4 formează un dublor de tensiune, așa încât la bornele contactelor lui Re1 apar mai multe sute de volți. LED-ul D6 luminează atunci când condensatoarele de descărcare sunt încărcate la maxim, moment în care S1 poate fi eliberat. Atunci când butonul de start, S2, este apăsat, Re1 este anclanșat și se transmite un impuls scurt, de 50 ÷ 100 Av, prin bobina difuzorului. Asigurați-vă că acesta suportă curentul transmis și nu se distruge suspensia conului.

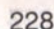
Consumul de curent al simulatorului este de aproximativ 3 A, la apăsarea butonului, și scade treptat la 0,5 ÷ 0,8 A atunci când condensatoarele de descărcare au sarcina nominală. Puterea pocnetului poate fi mărită prin creșterea tensiunii de alimentare la maxim 12 V, numai dacă difuzorul poate suporta o putere de vârf de mai mult de 1000 W.

Se recomandă să se verifice montajul cu o tensiune de alimentare de 3 V. În final, aveți în vedere că înalta tensiune generată este foarte periculoasă și e necesară o atenție deosebită pentru o izolare eficientă a tuturor componentelor din partea de înaltă tensiune a montajului.

181 *Exponometru cu extensie*

Care cineamator nu și-a dorit vreodată să facă experiențe în legătură cu intervalele de timp dintre expuneri? Din fericire, acum acest lucru este posibil și, cu ajutorul unui simplu circuit electronic, poți vedea cum crește iarba fără să fii nevoit să sacrifici o noapte de somn.

Montajul conține un oscilator de tact, N1-N2, un numărător binar cu 12 etaje, IC2, și un monostabil, N3-N4. Semireglabilul P1 se ajustează pentru a obține frecvența maximă a oscilatorului de aproximativ 16 Hz. Atunci când comutatorul S2 conectează pinul 4 al lui N2 la



pinul 8 al lui N3, montajul funcționează „în timp real". Fiecare treaptă succesivă a lui S2, pornind de la această poziție, dublează timpul dintre expuneri. La frecvența minimă de oscilație de 0,5 Hz și cu S2 conectat la ieșirea Q11 a lui IC2, se pot obține intervale de timp de până la două ore între expuneri.

Deoarece semnalul de la cursorul lui S2 este o undă dreptunghiulară care este – prin definiție – logic 1 pentru jumătate de perioadă, este important ca aceasta să fie formatată într-un monostabil. Durata impulsurilor consecutive este determinată de P3. Lățimea acestora trebuie, bineînțeles, să nu depășească perioada oscilatorului de tact.

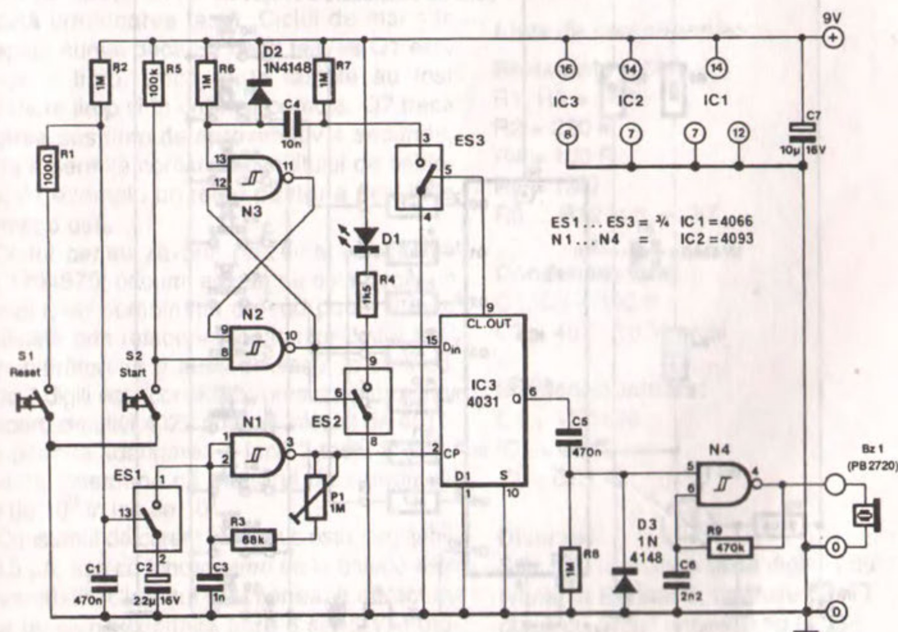
Multe dintre aparatele de filmat sunt dotate cu o priză miniaturală prin care ele pot fi comandate pentru expunerea cadru cu cadru cât și pentru avansul filmului. Contactele X și Y ale releului Re1 trebuie conectate la această priză printr-un cablu adecvat. Dacă aveți probleme cu acesta, sau nu sunteți siguri de legăturile de la priză, este mai bine să cereți sfatul furnizorilor de echipamente fotografice.

182 Temporizator pentru baia de fixare

Atunci când, după developare, fotografiile sunt trecute în baia de fixare la intervale neregulate, este destul de dificil să cunoașteți timpul de fixare pentru fiecare dintre ele. Această problemă este rezolvată de temporizatorul prezentat aici, care este capabil să-și „amintească" până la 32 de timpi de imersare și care furnizează în mod automat un semnal atunci când fotografiile trebuie să fie scoase din baie.

De câte ori o fotografie este trecută în baia de fixare, se apasă butonul de start al temporizatorului, care va răspunde prin aprinderea unui LED. Atunci când intervalul de timp pentru fixare a trecut, temporizatorul emite un sunet scurt.

Montajul este realizat dintr-un registru de deplasare cu 64 de etaje și care, datorită lipsei unei intrări de reset, este încărcat cu zerouri în momentul punerii sub tensiune. Întrerupătorul electronic ES1 conectează condensatorul ce determină frecvența la intrarea oscilatorului de



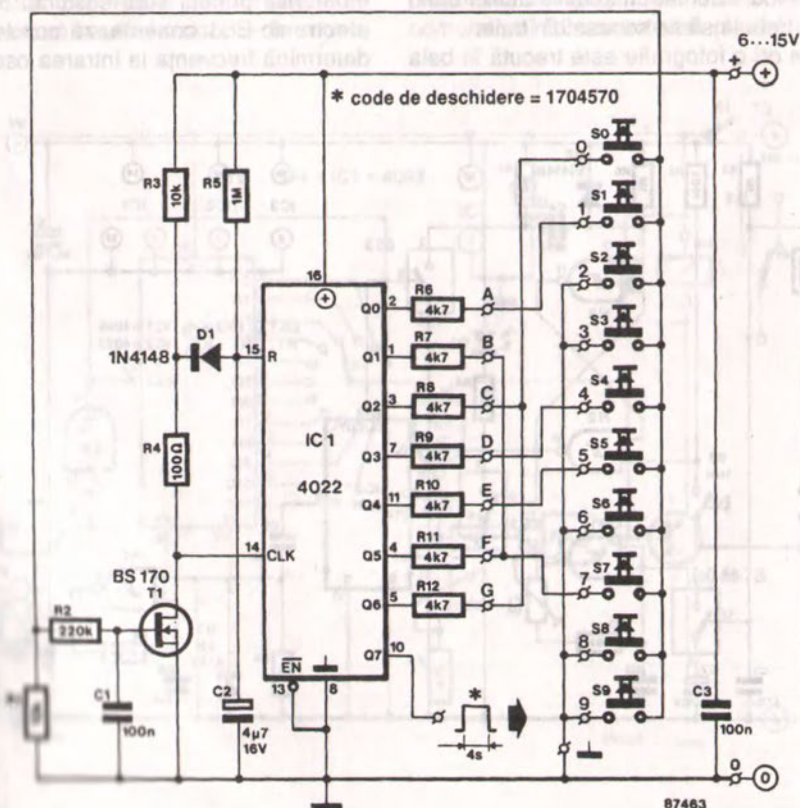
tact N1. Nivelul logic existent la terminalul D_{in} al lui IC3 este deplasat spre ieșirea Q cu o viteză care este determinată de P1 și care, la rândul său, permite determinarea timpilor de fixare între 1 și 10 minute, 9 minute fiind o valoare des utilizată.

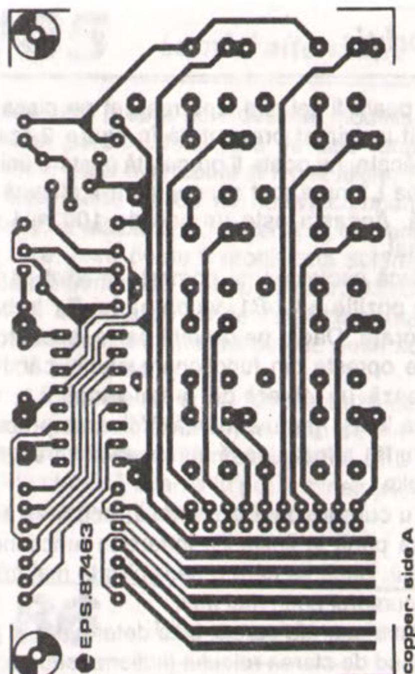
Atunci când butonul START este apăsat, bistabilul R-S (set-reset) N2-N3 basculează și LED-ul D1 luminează. Este înscris un logic 1 în registrul de deplasare, prin intermediul unei tranziții pozitive aplicate pe terminalul CP. După 64 de impulsuri de tact de la N1, nivelul logic înalt este disponibil la ieșirea registrului de deplasare și permite oscilatorului N4 să comande buzerul piezoelectric Bz1. LED-ul se stinge la scurt timp după ce butonul de START a fost apăsat, deoarece bistabilul este resetat de către impulsul CL. OUT de la IC3.

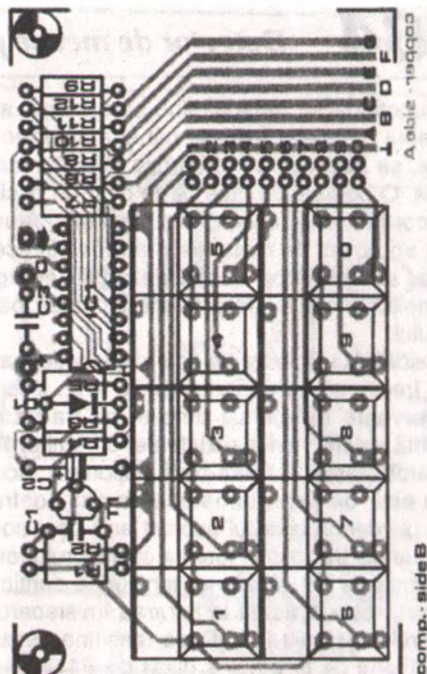
Temporizatorul este alimentat de la o baterie de 9 V și nu consumă mai mult de aproximativ 10 mA.

183 *Zăvor cu cod format din 7 digiți*

Acest circuit de zăvorâre asigură un înalt grad de securitate, cu toate că este foarte simplu. Inima montajului o constituie numărătorul octal 4022. În stare neactivată, C2 este încărcat prin R5, astfel încât intrarea de reset (R) a numărătorului este ținută la nivel înalt. Acest lucru determină ca ieșirea Q0 să fie activată, în timp ce toate celelalte ieșiri sunt la nivel scăzut. Atunci când se apasă S1, T1 este trecut în conducție prin rețeaua de întârziere R2-C1 și IC1 primește un impuls de tact. De asemenea, C2 este descărcat prin R4-D1, sfârșind starea de blocare a







numărătorului și permițându-i acestuia să avanseze. Timpul necesar ca R5 să-l reîncarce pe C2, adică să blocheze numărătorul, este timpul maxim ce poate să se scurgă înainte de a fi apăsată următoarea tastă. Ciclul de mai sus se repetă numai dacă S7 de la ieșirea Q1 este apăsat la timp. Dacă toate tastele au fost apăsate la timp și în ordinea corectă, Q7 trece în starea sus timp de aproximativ 4 secunde, pentru a permite comanda circuitului de deblocare, de exemplu un releu pentru a deschide automat o ușă.

Codul pentru zăvorul prezentat în schemă este 1704570; oricum, acesta nu este decât un exemplu, iar combinația de cod poate fi ușor modificată prin refacerea legăturilor dintre ieșirile numărătorului și taste. În cazul în care codul de 7 digiți este considerat prea simplu pentru a fi spart, circuitul 4022 poate fi înlocuit de 4017, care permite adăugarea a încă 2 taste în plus. Aceasta înseamnă că numărul de combinații este de 10^9 în loc de 10^7.

Consumul de curent în repaus este neglijabil, de 0,5 µA, așa că funcționarea de la baterie este convenabilă. Circuitul funcționează corect cu orice tensiune cuprinsă între 6 și 15 V. Fotografia însoțitoare arată că zăvorul poate fi realizat ca un modul compact, grație folosirii unei plăci cu circuit imprimat ce cuprinde, de asemenea, și cele 10 taste.

Lista de componente:

Rezistențe (±5%):
R1, R3 = 10 k
R2 = 220 k
R4 = 100 R
R5 = 1M0
R6 ... R12 incl. = 4k7

Condensatoare:
C1, C3 = 100 n
C2 = 4µ7 / 16 V; axial

Semiconductoare:
D1 = 1N4148
IC1 = 4022
T1 = BS170

Diverse:
S0 ... S9 inclusiv = taste digitale cu acțiune imediată (varianta SE sau S, produse de ITT Schadow)
placă cu circuit imprimat tip 87436

184 Detector de metale prin absorbție

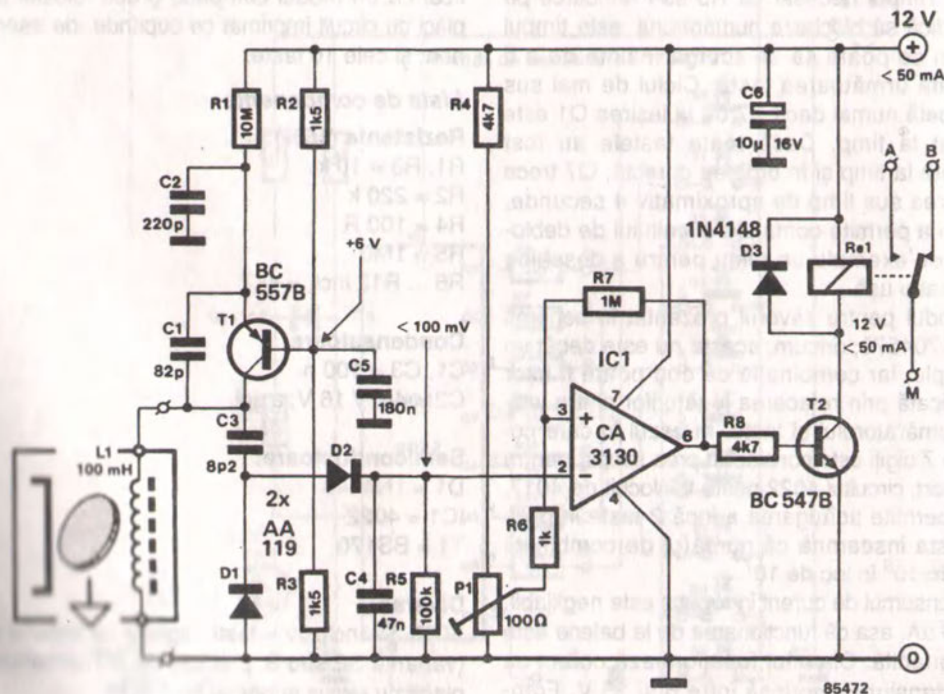
Funcționarea detectorului, care indică atât prezența metalelor feroase cât și a celor neferoase, se bazează pe absorbția energiei magnetice. O bobină, ce face parte dintr-un oscilator acordat, radiază un câmp magnetic. Atunci când un obiect de metal este introdus în acest câmp, se absoarbe destul de multă energie magnetică încât să se producă blocarea oscilatorului.

Oscilatorul Colpitts din figura 1 funcționează cu o frecvență de aproximativ 70 kHz. Bobina L1 servește în același timp și ca traductor. Datorită valorii mari a rezistenței de emitor R1, oscilatorul este la limita de funcționare. Acest lucru este de dorit, deoarece, în caz contrar, orice pierderi în circuitul acordat ar fi ușor compensate de tranzistor. Ieșirea oscilatorului este redresată de D1 și D2, iar tensiunea continuă rezultată este aplicată la intrarea inversoare a triggerului Schmitt IC1. Dacă tensiunea scade sub nivelul de la pinul 3 (fixat de P1) ieșirea devine logic sus și releul este acționat. Detectorul poate fi cel mai bine realizat pe placa cu circuit imprimat prezentată în figura 2 (care, din păcate, nu poate fi procurată în stare finită). Bobina L1 nu a fost concepută a fi plasată pe placă. Aceasta este un șoc de 100 mH neecranat.

Dacă oscilatorul nu pornește imediat pentru orice poziție a lui P1, valoarea lui R1 trebuie micșorată. Dacă, pe de altă parte, oscilatorul nu se oprește din funcționare atunci când se plasează un obiect de metal lângă L1, valoarea lui R1 trebuie mărită. Valoarea propusă pentru R1 a fost aleasă corect dacă L1 este de tip Toko.

Cu cursorul lui P1 la masă, acționați asupra sa până la limita de intrare în funcțiune a releului. Dacă se cere o sensibilitate mai mică, rotiți cursorul puțin mai mult.

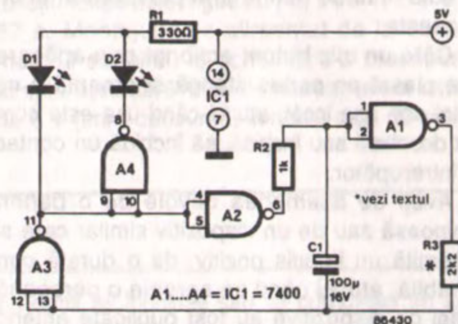
Consumul de curent este determinat în primul rând de starea releului (acționat sau nu); în orice caz, el nu va fi mai mare de 50 mA.



185 Lumini alternante

Montajul propus este destinat modelismului feroviar, pentru intersecțiile de cale ferată, la manevre, plăci avertizoare și multe altele. Poate fi realizat foarte repede, din câteva componente. În schema alăturată, A1 determină frecvența de pâlpâire, care poate fi modificată schimbând valoarea pentru R2 și, în particular, R3. Ultima poate fi înlocuită de un semireglabil corespunzător, în cazul în care se doresc dese schimbări ale frecvenței.

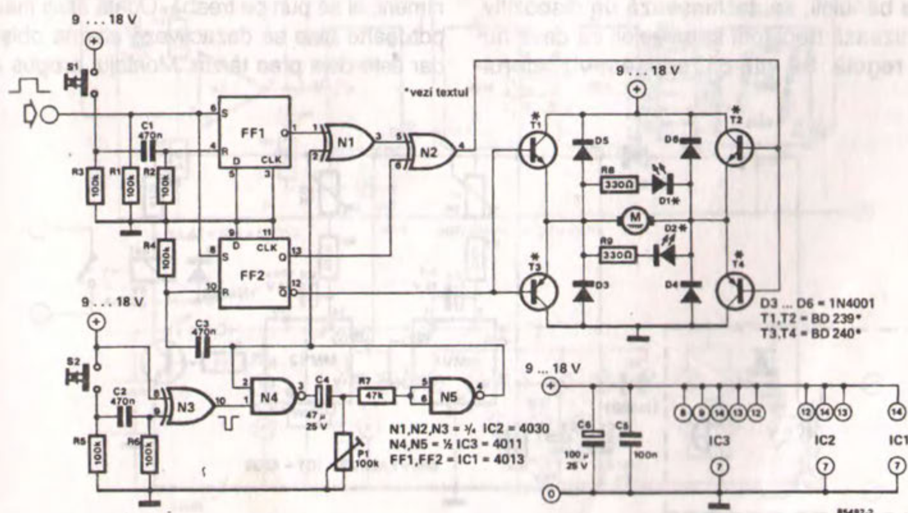
Inversoarele A2 și A3 funcționează ca elemente fixe de întârziere, în timp ce A4 face inversarea pentru a comanda pe D2. LED-urile care luminează alternativ pot fi, bineînțeles, de orice culoare, în funcție de aplicație.



186 Ușă glisantă automată

Nimeni nu dă prea multă atenție, în zilele noastre, deschiderii și închiderii automate a unei uși glisante. Din cauza mecanicii complexe implicate, prea puțină lume ar dori să-și instaleze în sufragerie o ușă glisantă automată. Dacă sunteți mulțumit cu o mișcare relativ lentă, o astfel de ușă poate fi, totuși, realizată cu ajutorul unui motor de c.c. și al unui mic montaj electronic de comandă.

O bucată destul de lungă de șnur de nylon este atașată de partea stângă și dreaptă a ușii și trecută peste patru role de ghidare realizate din plastic. Firul este prins pe axul motorului de c.c., al cărui sens de rotație depinde de polaritatea sa. Astfel de motoare se găsesc din belșug în multe magazine specializate pentru



modelism, sau la furnizorii de aparate electrice, și trebuie să poată fi acționat cu 6 ... 18 V.

Este suficient să învârtiți firul de nylon de câteva ori în jurul axului motorului. O tensionare corectă în fir se obține prin plasarea unui arc pe acesta.

Câte un mic buton, acționat prin apăsare, este plasat pe partea stângă și dreaptă a cadrului ușii, așa încât, atunci când ușa este complet deschisă sau închisă, să închidă un contact de întrerupător.

Aveți de asemenea nevoie de o barieră luminoasă sau de un dispozitiv similar care să transmită un impuls pozitiv, de o durată convenabilă, atunci când se apropie o persoană. Astfel de dispozitive au fost publicate anterior în *Elektor Electronics*, iar unul este prezentat chiar în această carte.

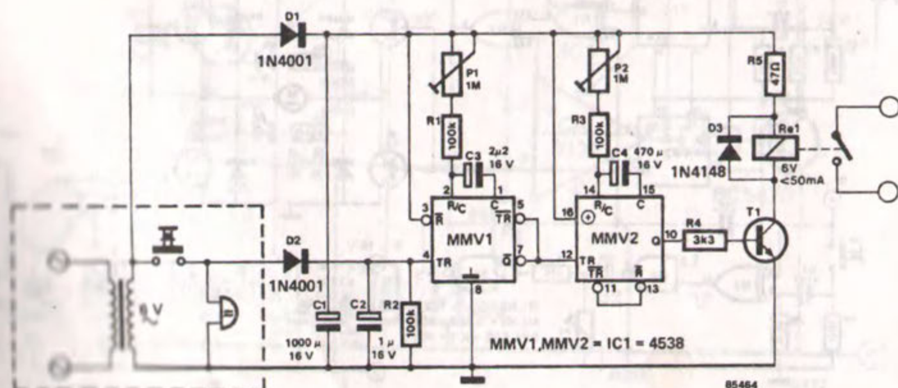
Schema din figura 1 conține un circuit în punte, compus din tranzistoarele T1 ... T4 care, în funcție de nivelul logic aplicat bazelor lui T1-T3 sau T2-T4, determină dacă motorul stă, se rotește în sensul acelor de ceasornic sau invers. Atunci când se testează montajul, motorul poate fi înlocuit cu D1 și D2 (cu rezistențele de limitare R8 și, respectiv, R9).

Alegerea tranzistoarelor depinde de curentul absorbit de motor, care oricum nu va depăși 500 mA. T1-T3 și T2-T4 formează perechi complementare, de exemplu BD239 - BD240.

Un impuls scurt la pinul 6 al bistabilului FF1 pune ușa în mișcare; la început, poate fi nevoie să inversați legăturile la motor! Atunci când ușa este complet deschisă, ea atinge întrerupătorul S2. Nu contează dacă el este numai atins sau ușa îl menține apăsat; motorul va rămâne nemișcat un scurt timp, ce poate fi reglat cu P1, și apoi se rotește în sens invers, așa încât ușa se închide. Dacă, atunci când ușa se închide, se activează bariera luminoasă, motorul își schimbă sensul din nou și funcționarea se repetă. Când ușa este închisă, întrerupătorul S1 generează un impuls care determină oprirea motorului până în momentul în care se activează din nou bariera luminoasă.

187 Sperietoare pentru hoți

Multe dintre montajele menite să sperie hoții se bazează pe același principiu: imediat ce se detectează (electronic sau prin alte mijloace) prezența unui individ nedorit sau care trezește bănuieli, se declanșează un dispozitiv ce avertizează trecătorii sau vecinii că ceva nu este în regulă. Se știe că, adesea, vizitatorul nedorit se asigură mai întâi că nu este nimeni acasă. Majoritatea spărgătorilor care lucrează la lumina zilei pur și simplu sună la ușă. Odată ce au sunat de mai multe ori fără să răspundă nimeni, ei se pun pe treabă. Odată aflați înăuntru, pot foarte bine să dezactiveze alarma obișnuită, dar este deja prea târziu. Montajul propus aici a



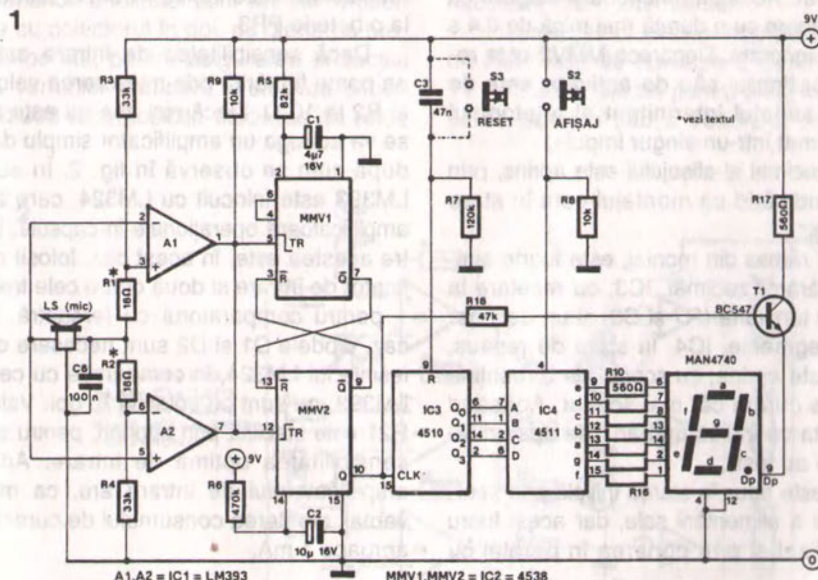
fost proiectat pentru a împiedica intrusul de a ajunge atât de departe. Atunci când soneria a sunat, sunt activate un număr de bistabile care, după o temporizare convenabilă, pornesc un casetofon ce reproduce un sunet îngrozitor. Acesta poate fi un lătrat de câine uriaș sau un răget de leu, în funcție de alegere. Câteodată poate fi de-ajuns un simplu „îmi pare rău", fără altă conversație.

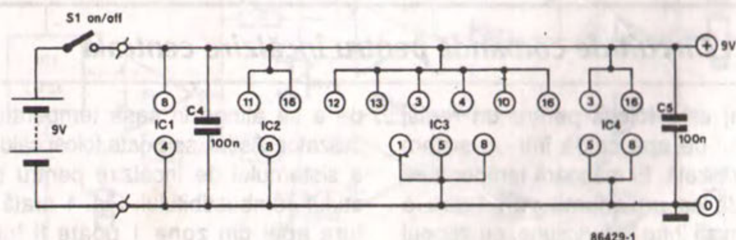
Montajul constă în principal din două monostabile. Întârzierea dintre acționarea soneriei și pornirea casetofonului este stabilită, cu P1, între 0,22 și 2,4 secunde. Timpul cât casetofonul funcționează este reglat cu P2, între 47 s și 8 min 37 s. Montajul este alimentat de la transformatorul soneriei. În schemă, s-a presupus că acesta este de 6 V și, de aceea, releul este tot de 6 V (care consumă, în acest caz, 50 mA).

188 *Numărător de apeluri*

Un telefon are neplăcutul dezavantaj că trebuie să fii lângă el pentru a-i putea folosi posibilitățile de comunicare. Dacă aveți un robot telefonic, puteți ști, cel puțin, cine a sunat și câte apeluri s-au înregistrat. Dacă nu puteți sau nu doriți să închiriați sau să cumpărați un astfel de aparat, vă poate părea interesant montajul ieftin, prezentat aici. Ieftin – implică restricții; oricum, apelurile vor fi numai numărate; puteți doar să ghiciți cine a sunat sau care a fost

1





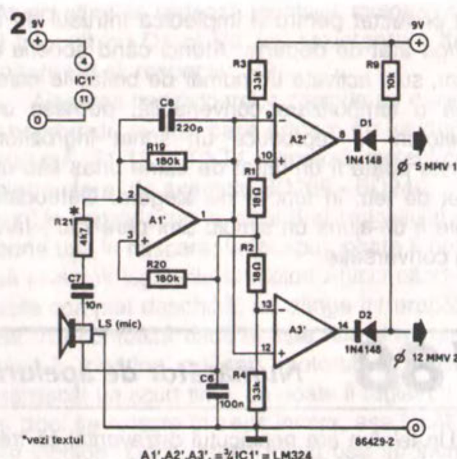
mesajul. Mai mult, pentru a nu avea probleme cu Telecom (sau oricare ar fi autoritatea PTT) aparatul este cuplat acustic la telefon. Un astfel de proiect trebuie să aibă o excelentă supresie a impulsurilor, atâta timp cât sunete străine pot fi interpretate ca apeluri. În final, consumul de curent al numărătorului trebuie să fie (foarte) scăzut, pentru a putea funcționa alimentat de la baterie.

Un mic difuzor ieftin este folosit ca traductor a cărui ieșire este aplicată unui comparator cu fereastră, A1-A2. În absența unui semnal de la traductor, ieșirea de la pinii 1 și 7 (interconectați) este logic sus. Când difuzorul captează un sunet de la telefon, ieșirea este un impuls negativ. Monostabilul MMV1 este basculat de frontul anterior al primului impuls și îl blochează. După o întârziere de numai 0,4 s, MMV1 validează un al doilea monostabil, MMV2. Dacă sunetul este în continuare detectat de difuzor, MMV2 este iarăși basculat. Această funcționare asigură ca impulsurile sonore cu o durată mai mică de 0,4 s să fie efectiv ignorate. Deoarece MMV2 este retriggerabil, și timpul său de activare este de 5 secunde, sunetul intermitent al telefonului este transformat într-un singur impuls.

Punctul zecimal al afișajului este aprins, prin R18 și T1, indicând că montajul este în stare de triggerare.

Ce a mai rămas din montaj, este foarte simplu: un numărător zecimal, IC3, cu resetare la punerea sub tensiune (R7 și C3) și un decodor BCD cu 7 segmente, IC4. În stare de repaus, afișajul nu este aprins, cu scopul de a menține consumul de curent cât mai scăzut. Apăsând pe S2, acesta va indica numărul de apeluri telefonice care au fost.

Circuitul este adus în starea inițială prin scurta întrerupere a alimentării sale, dar acest lucru poate fi realizat și prin punerea în paralel cu



C3 a unui simplu întrerupător. Consumul de curent, în stare de repaus, este de aproximativ 0,6 mA, așa încât se estimează o durată de funcționare rezonabilă, în cazul alimentării de la o baterie PP3.

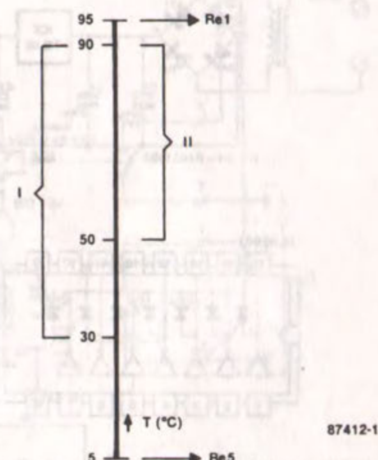
Dacă sensibilitatea de intrare este slabă, ea poate fi mărită prin micșorarea valorii lui R1 și R2 la 10 Ω. Dacă nici așa nu este suficient, se va adăuga un amplificator simplu de intrare, după cum se observă în fig. 2. În acest caz, LM393 este înlocuit cu LM324, care are patru amplificatoare operaționale în capsulă. Unul dintre acestea este, în acest caz, folosit ca amplificator de intrare și două dintre cele trei rămase – pentru comparatorul cu fereastră. În acest caz, diodele D1 și D2 sunt necesare deoarece ieșirile lui LM324, în comparație cu cele ale lui LM393, nu sunt cu colector în gol. Valoarea lui R21 este stabilită prin tatonări, pentru a se găsi sensibilitatea optimă de intrare. Adăugarea amplificatorului de intrare are, ca mic dezavantaj, creșterea consumului de curent până la aproape 1 mA.

189 *Circuit de comandă pentru încălzire centrală*

Acest montaj este folosit pentru un reglaj optim al debitului de apă caldă într-un sistem de încălzire centralizată. El măsoară temperatura apei și comandă ca un anumit ventil sau o pompă din sistem să intre în funcțiune, cu scopul de a se atinge în casă temperatura dorită de utilizator. Astfel, se poate folosi căldura reziduală a sistemului de încălzire pentru scăderea costului combustibilului. Fig. 1 arată că temperatura apei din zona 1 poate fi folosită pentru

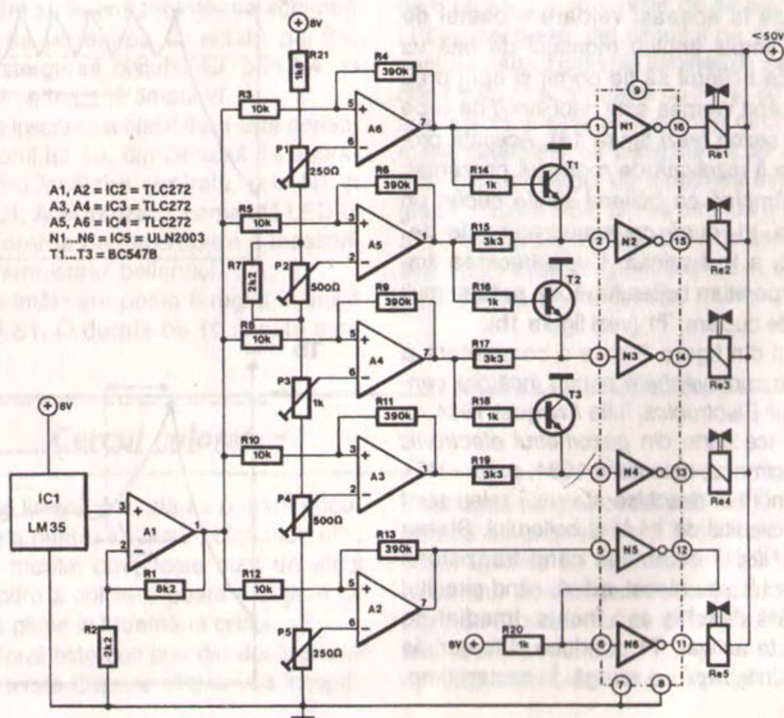
încălzire și bucătărie, în timp ce aceea din zona 2 este utilizabilă pentru a fi transmisă spre boiler. În cele mai multe cazuri, nu este recomandabil să refolosiți apa cu o temperatură mai mică de 30°C. Montajul permite să se activeze o alarmă, atunci când temperatura apei scade sub 5°C sau crește peste 95°C.

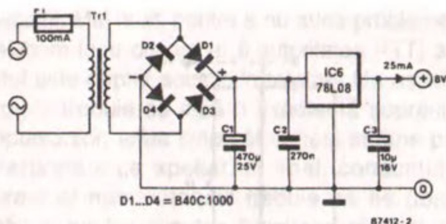
Schema circuitului de comandă pentru încălzirea centralizată este prezentată în fig. 2. Releele Re1 și Re5 sunt acționate în funcție de măsurarea temperaturii maxime, respectiv minime, permise. Traductorul de temperatură este de tip LM35, care are un factor de scală de +10 mV /°C. Tensiunea sa de ieșire este amplificată în A1 și transmisă la intrările neinversoare ale comparatoarelor A2÷A6. Semireglabilele de la intrarea inversoare a fiecăruia dintre acestea sunt folosite pentru fixarea tensiunii de basculare, adică a temperaturii la care releul respectiv este anclanșat sau dezactivat. Circuitele de comandă a releelor sunt circuite tampon de putere cu colectorul în gol, cu diode de protecție încorporate, pentru asigurarea protecției împotriva vârfurilor inductive. Folosirea circuitului ULN2003 face posibilă utilizarea de relee

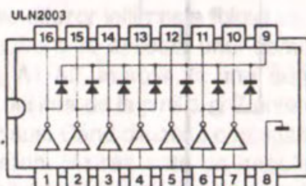


cu tensiunea bobinei de până la 50 V, fără a fi necesară nici o intermediere.

Fiecare punct fixat pentru temperatură are un histerezis de aproape 2°C. Tranzistoarele T1 ÷ T3 sunt utilizate pentru a împiedica anclanșarea pompei sau a ventilului precedent, la







detectarea unei temperaturi a apei situată în interiorul unei alte game prestabilite. În acest mod,

Releul	Reglaj	Gama de temperatură
1	P1	93-103°C (limita superioară de alarmă)
2	P2	77-93°C
3	P3	33-77°C
4	P4	11-33°C
5	P5	5-17°C (limita inferioară de alarmă)
Histerezisul la toate punctele de basculare: 2°C		

la un moment dat, numai un singur releu este activat.

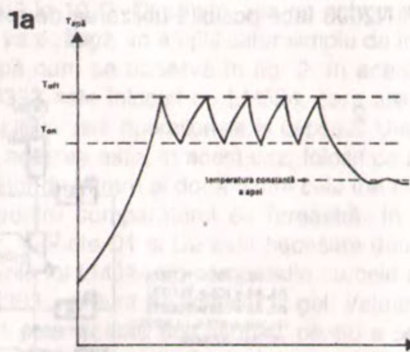
Este evident că senzorul de temperatură IC1 trebuie montat astfel încât să fie în contact termic cu apa din sistemul de încălzire. Asigurați-vă că montajul este bine izolat și nu se produc scurgeri.

190 *Circuit de comandă pentru boilerul centralei termice*

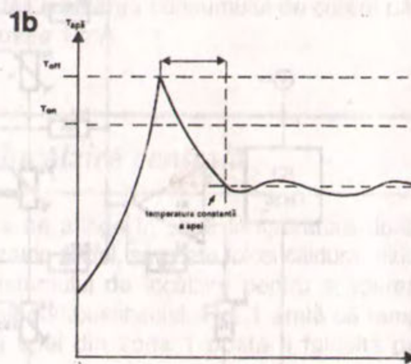
Dacă vă numărați printre aceia care reglează termostatul boilerului de la centrala termică proprie în funcție de sezon (multă lume din ziua de azi îl lasă la aceeași valoare – destul de mare – tot timpul anului) montajul de față va determina ca boilerul să fie pornit și oprit prea des atunci când vremea este neobișnuit de rece pentru acel sezon (vezi figura 1a). Această problemă poate fi rezolvată de montajul prezentat, care preîntâmpină ca boilerul să fie cuplat un anumit timp, td, după ce temperatura de decuplare, T2, a fost atinsă. După trecerea timpului td, temperatura boilerului, T, va scădea mult sub pragul de cuplare, T1 (vezi figura 1b).

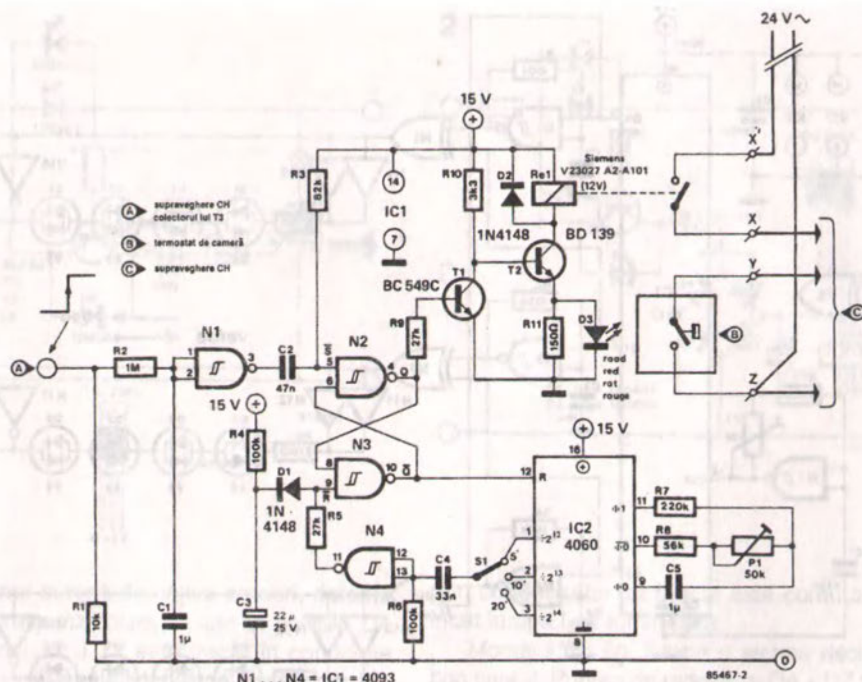
Montajul din figura 2 este o completare a *circuitului de supraveghere pentru încălzire centrală (Elektor Electronics*, iulie / august 1984, p. 7 ÷ 30*)* și face parte din *gazometrul electronic (Elektor Electronics*, noiembrie 1984, p. 11 ÷ 59*)*. Contactele normal deschise ale unui releu sunt inserate în circuitul de 24 V al boilerului. Starea bistabilului N2-N3 determină când tranzistorul T1 este deschis sau blocat, adică, când circuitul de 24 V este deschis sau închis. Imediat ce bistabilul este activat, T1 conduce și timpul de întârziere td începe să se scurgă. În același timp,

1a



1b





este anulată și comanda de ștergere a numărătorului IC2. După câtva timp, IC2 va atinge numărul maxim și, în consecință, se schimbă nivelul logic de la ieșirea selectată de S1, determinând ștergerea bistabilului, prin N4. În acest moment se termină timpul td.

Intrarea de înscriere a bistabilului este conectată la colectorul lui T3, din circuitul de supraveghere pentru încălzire centrală, prin N1 și R3-C2 și R2-C1. Acel tranzistor comandă LED-ul care indică cererea de întrerupere a încălzirii generată de termostatul boilerului.

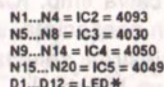
Timpul de întârziere poate fi reglat în limite largi cu P1 și S1. O durată de 10 minute este probabil o valoare optimă. În acest mod, este imposibil ca boilerul să fie pornit și oprit mai mult de 6 ori pe oră. În funcție de frecvența cu care LED-ul respectiv din circuitul de supraveghere pentru încălzire centrală luminează, se poate modifica timpul de întârziere cu P1 și S1. O conectare scurtă a punctului comun dintre R3-C2 la masă determină ca bistabilul să fie înscris; D3 este stins și timpul de întârziere inițializat. Reglați P1 astfel încât D3 să lumineze iarăși după 5, 10 sau 20 de minute. Este de asemenea posibil să se utilizeze perioade de 4, 8 sau 16 ori de 6, 12 sau 24 de minute.

191 *Cercul colorat*

Efectele de lumină colorată au o mare popularitate ca ornamente, ca lumini dinamice etc., iar prezentul montaj dovedește cum un efect aparent de rotire a culorilor poate fi obținut cu numai câteva piese la îndemâna oricui.

Cercul colorat este compus din douăsprezece LED-uri bicolore dispuse circular. La început, luminează un grupaj de patru LED-uri roșii, urmat de un grup verde și în final de unul portocaliu. Culorile au fost aranjate să se rotească în sensul acelor de ceasornic și cu o viteză care dă iluzia, celui ce privește, că mișcarea este lină și continuă.

LED-urile bicolore constau dintr-un montaj



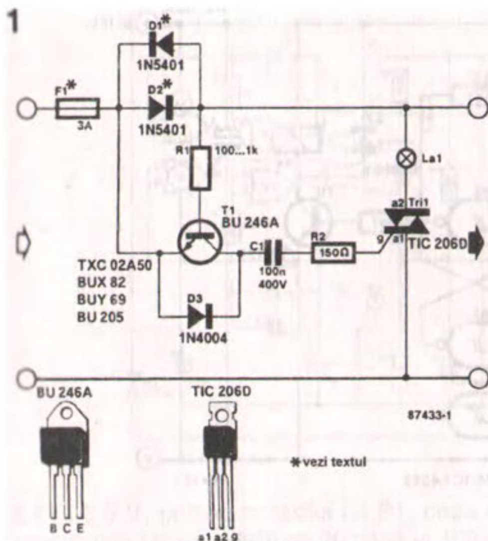
de LED-uri verzi și roșii conectate antiparalel într-o singură capsulă transparentă. Atunci când ambele luminează simultan, culoarea rezultată este portocalie.

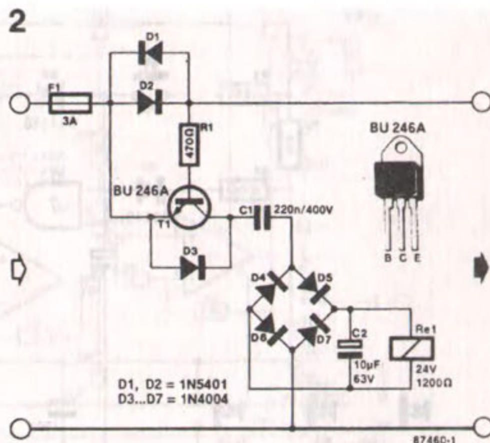
Care dintre grupurile de LED-uri luminează depinde de factorul de umplere al semnalelor de comandă de la porțile N5, N6 și N7. Poarta N1 este un oscilator de tact a cărui frecvență este reglată cu P1. IC1 a fost conectat să funcționeze ca un numărător în inel decadic ce permite, secvențial, oscilatoarelor N2, N3 și N4 să funcționeze datorită nivelelor înalte de la ieșirile Q0, Q1 și, respectiv, Q2 ale numărătorului. Dacă, de exemplu, N2 este în funcțiune, el oscilează cu aproximativ 500 Hz, cu un factor de umplere al ieșirii de 50%, determinând ca ambele LED-uri, verzi și roșii, conținute în D1 ... D4 să lumineze. În același, timp D5 ... D8 și D9 ... D12 luminează roșu și respectiv verde, deoarece porțile de comandă corespunzătoare N6 și N7 generează un nivel de repaus înalt, respectiv scăzut.

192 *Alarmă și supraveghetor de curent*

Aceste montaje sunt destinate supravegherii comandate a consumului de curent pe o linie de alimentare casnică.

Montajul din fig. 1 aprinde lampa de semnalizare, la detectarea unui consum de curent de la rețea de mai mult de 5 mA, și poate permite





trecerea unor curenți de câtiva amperi, datorită diodelor corespunzătoare plasate în pozițiile D1 și D2. Tranzistorul T1 este trecut în conducție atunci când căderea de tensiune directă pe diodele D1-D2 depășește un anumit nivel. Diodele din binecunoscuta serie 1N400X pot fi folosite pentru curenți de până la 1 A, în timp ce tipurile 1N540X sunt utilizabile până la 3 A. Siguranța F1 va trebui, bineînțeles, să fie dimensionată în funcție de aplicația particulară.

Se poate recomanda un șir întreg de tipuri de posibile tranzistoare care pot fi folosite în poziția T1. Puteți folosi chiar și un tip ce nu este inclus în listă, dar asigurați-vă că el poate suporta creșteri de până la 700 V. Atâta timp cât T1 nu conduce, poarta triacului se află la potențialul rețelei, prin C1, rezistența de protecție R2 și dioda D3, ce-l menține pe C1 încărcat. Atunci când T1 conduce, curentul alternativ poate trece prin condensator iar triacul este comutat astfel încât lampa La1 luminează.

Montajul din fig. 2 este o alarmă declanșată prin curent. Puntea de redresare D4 ÷ D7 trebuie numai să asigure tensiunea de bobină pentru Re1, în momentul în care curentul prin D1-D2 depășește o anumită limită, deoarece în acest caz condensatorul serie C1 lasă să treacă curentul alternativ de la rețea. Condensatorul C1 trebuie oricum să fie bine dimensionat, pentru a se potrivi sensibilității bobinei releului. Acest lucru se realizează efectiv prin conectarea de condensatoare în paralel, până când tensiunea la bornele bobinei este destul de mare ca releul să acționeze ferm.

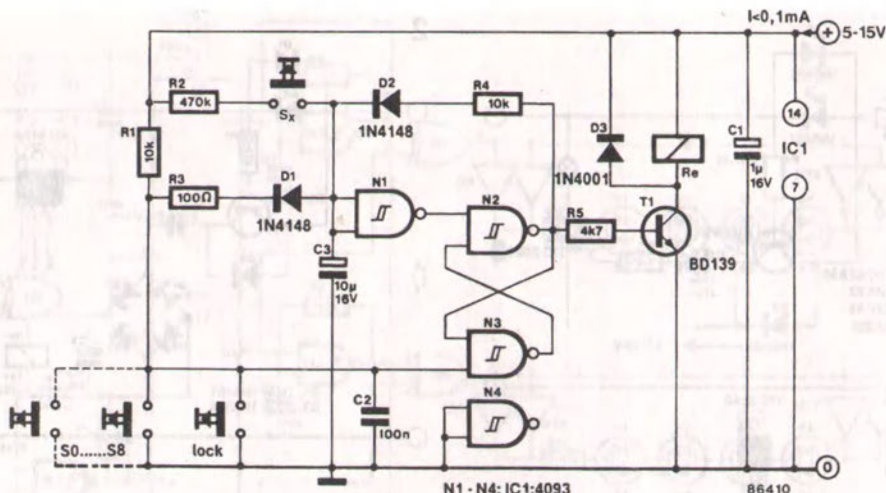
În final, un aspect important:

Multe puncte din aceste montaje sunt la potențialul rețelei și, din acest motiv, extrem de periculoase la atingere.

193 *Circuit de zăvorâre amăgitor*

Montajul asigură o cale de a scoate din minți și pe cei mai deștepți hoți, fiindcă a fost proiectat în mod inteligent, fiind menținut cât mai simplu, după cum se poate vedea aruncând o scurtă privire asupra schemei. La prima vedere, arată ca un simplu panou cu zece butoane. Cu toate acestea, oricine încearcă să-l deschidă în mod ilegal este în fața unei surprize! Nu este suficient doar să se tasteze codul corect, ci, de asemenea, este necesar să mențineți o tastă apăsată timp de aproximativ 10, până la 15 secunde.

Montajul este realizat cu un singur circuit tip CD4093, care conține patru porți NAND cu intrări



trigger Schmitt. Porțile N1 și N2 formează un bistabil ce are ca sarcină blocajul.

Presupunând că montajul nu a fost alimentat o perioadă de timp, punerea sa sub tensiune va determina ca rețeaua R1-C2 să înscrie bistabilele pe poziția „blocat", ceea ce înseamnă că ieșirea lui N2 este în logic jos. Condensatorul C3 este descărcat, și singura modalitate ca circuitul să fie basculat este de a reîncărca acest condensator. Acest lucru se realizează prin apăsarea tastei S_x destul de mult timp pentru ca pragul de basculare al lui N1 să poată fi atins. Atunci când acest lucru se întâmplă, bistabilul este trecut în poziția „deschis", ceea ce înseamnă că ieșirea lui N2 este în logic sus.

Condensatorul C3 rămâne încărcat prin R4-D2, chiar după ce S_x a fost eliberat. Cu alte cuvinte, bistabilul rămâne în poziția „deschis". Zăvorul este închis din nou atunci când una din celelalte taste este apăsată sau, dacă se dorește, prin intermediul unei taste speciale de blocare. Acest lucru face ca C3 să se descarce rapid prin D1-R3, ceea ce readuce circuitul în condiția de „blocat".

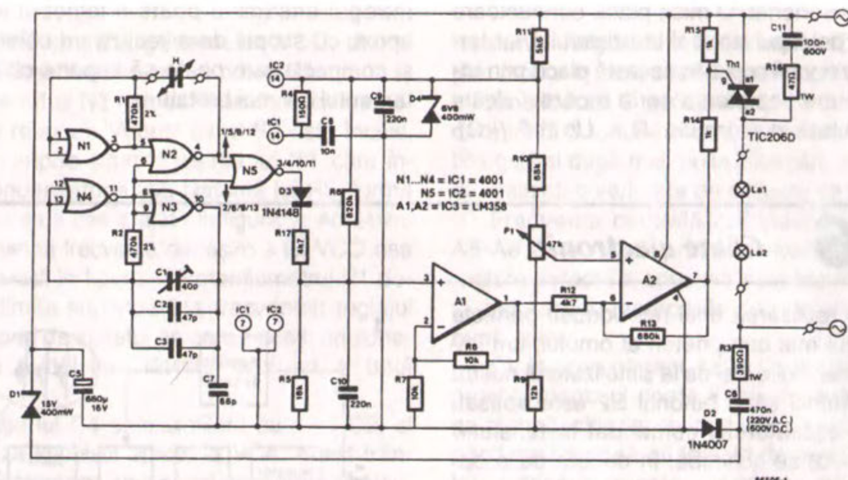
Atunci când zăvorul este „deschis", releul Re va fi de asemenea deschis, în cazul circuitului prezentat. Oricum, este posibil de a acționa releul în această poziție prin conectarea porții rămase libere din 4093 în serie cu R5, ca inversor.

194 Desicator

Multe dintre spațiile mici de lucru de care dispun cei cărora le place să șurubărească sunt pline de umiditate și în ele, cât ai bate din palme, sculele vor fi acoperite de un strat fin de rugină. Umiditatea nu are nevoie de echipamente de testare sau de cărți și îi place tot ce este bun. Singura soluție de a păstra încăperea uscată este prin creșterea temperaturii.

Două becuri de 100 W sau un reșou de 100 - 200 W vor da rezultate bune, dar nu și în creșterea notei de plată. Montajul de față ne poate însă ajuta în acest domeniu.

În legătură cu schema, cele două circuite HEF4001B împreună cu senzorul de umiditate H generează o tensiune pe R5, care este direct proporțională cu gradul de umiditate. Funcția amplificatorului operațional A1 este numai aceea de a fi o impedanță mare pentru UR5. Tensiunea este apoi transmisă intrării inversoare a comparatorului A2, ce are un histerezis de aproximativ 15 procente. Tensiunea de referință de la intrarea neinversoare a lui A2 poate fi reglată între



0,6 și 3,0 V, prin intermediul lui P1, ceea ce corespunde unei umidități de 20 până la 100 de procente. Imediat ce umiditatea ambientală depășește valoarea fixată prin P1, comparatorul basculează, triacul intră în conducție și alimentează elementul de încălzire. Consumul de curent al circuitului este un modest 13 mA.

Dacă se folosesc becuri, acestea trebuie blindate cu un ecran metalic, pentru a preveni posibilitatea producerii unui incendiu.

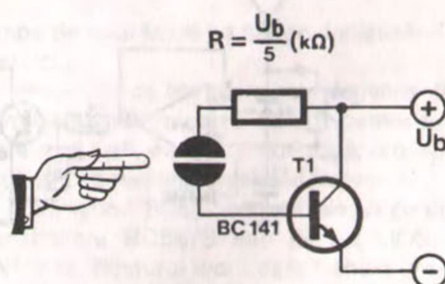
Calibrarea este realizată cu ajutorul unei soluții de sare de bucătărie plasată într-un spațiu închis, rezonabil de mic, determinând astfel ca umiditatea să crească foarte repede la 75 de procente. Reglați C1 pentru a obține o diferență de potențial pe R5 de 2,25 V. Apoi reglați P1 astfel încât triacul să fie la limita de nefuncționare. În practică, montajul va intra în funcțiune la o umiditate de 80 de procente.

Pentru detalii suplimentare referitoare la acest circuit, studiați de asemenea numerele din aprilie 1981 (p. 19) și iulie / august 1981 (p. 72) din revista Elektor Electronics.

195 „Mâner" electronic pentru sonerie

Cel mai simplu montaj al acestui număr din *Elektor Electronics* constă dintr-un singur tranzistor și o singură rezistență. Dacă sunt conectate așa cum arată figura, acestea constituie echivalentul electronic al unui mâner de clopoțel de modă veche care este folosit ca sonerie. În cazul nostru, el este în legătură cu un circuit de sonerie de complexitate oricât de mare, ce poate oferi melodii fără sfârșit, sunete de buzer sau de sonerie sau imitații de sunete melodioase de clopoțel, cu scopul de a-l anunța pe proprietar să răspundă la ușă.

„Mânerul" pentru sonerie este realizat dintr-un tranzistor NPN în capsulă TO39 care este fixat, sau izolat, prin intermediul unui tub contractabil

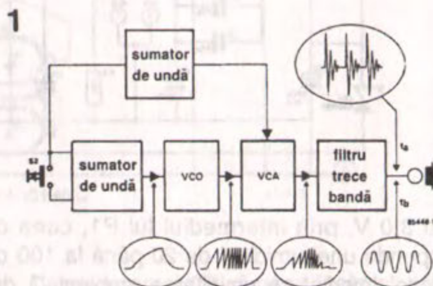


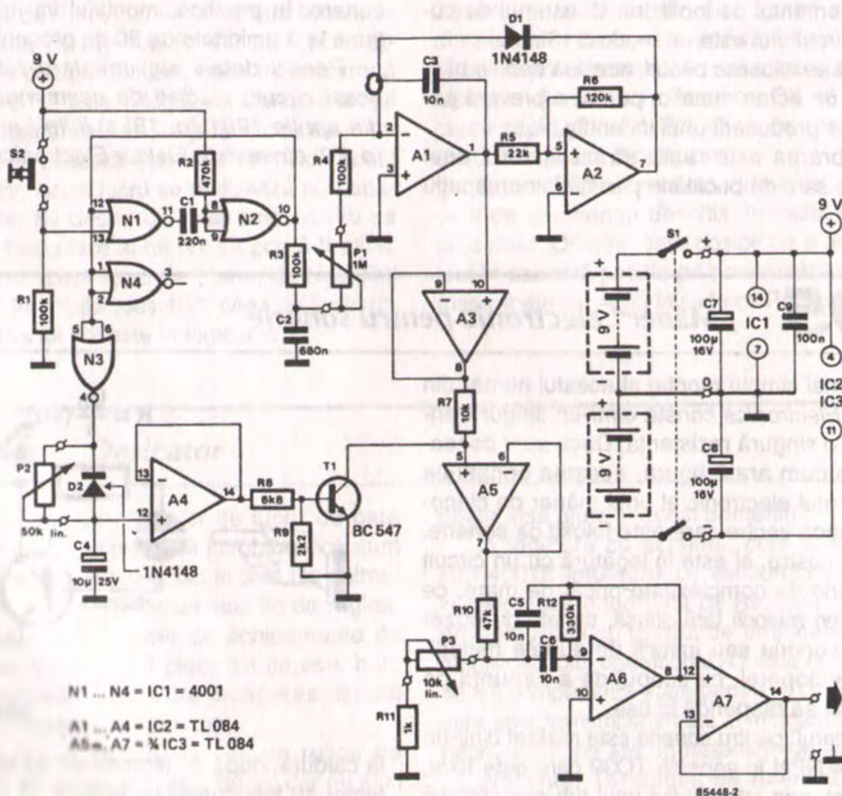
la căldură, după ce terminalele de emitor și colector au fost conectate la firele ce fac legătura

cu circuitul soneriei. O mică placă conductoare este fixată pe capul izolat al tranzistorului, iar terminalul bazei va fi cuplat la această placă prin intermediul unei rezistențe serie a cărei valoare este calculată cu formula *R = Ub / 5 [kΩ]*. Întregul ansamblu poate fi înglobat în rășină epoxi, cu scopul de a realiza un obiect drăguț și compact, care poate să suporte chiar și tratamentul cel mai brutal!

196 Câine electronic

Pentru realizarea unei reproduceri perfecte a vocii celui mai bun prieten al omului, am împrumutat mai multe idei de la sintetizatorul nostru muzical. Atunci când butonul S2 este apăsat, frecvența oscilatorului comandat în tensiune (VCO) A1-A2 se schimbă, în decurs de o optime de secundă, de la aproape 0 Hz la o valoare (ce poate fi reglată) de 100 ÷ 1000 Hz. Acest semnal este trecut prin filtrul trece-bandă A5-A6, a cărui frecvență centrală corespunde cu frecvența cea mai mare a lui VCO. Amplificatorul comandat în tensiune (VCA) T1 asigură





că impulsul singular generat de VCO, atunci când S2 este deschis, nu va putea fi auzit.

Porțile N1 și N2 formează un oscilator monostabil de relaxare. Atunci când S2 este închis, apare un impuls scurt la ieșirea lui N2, care încarcă condensatorul C2. Datorită lui R3, forma impulsului va fi cea arătată în figura 1. Acest impuls comandă frecvența de ieșire a lui VCO așa cum se arată în figura 1. Potențiometrul P1 determină limita superioară a frecvenței; reglajul său depinde de sunetul pe care îl doriți: un schelălăit de pudel sau lătratul profund al unui alsacian.

Funcția lui C4 este similară cu a lui C2: el formatează impulsul aplicat la VCA. Acest tranzistor funcționează ca un potențiometru electronic, adică el este o rezistență comandată în tensiune. Reglând potențiometrul P2, influențăm modul în care scade tonul după ce butonul a fost eliberat. O scădere rapidă dar și o scădere lentă a tonului vor suna nenatural. Cu puțină grijă și după mai multe încercări, este posibil să realizați o varietate de dialecte canine.

Frecvența centrală a filtrului trece-bandă A5-A6 este fixată prin intermediul lui P3. O reglare corectă a acesteia este importantă, dar și aici, iarăși, încercările sunt poate cea mai bună cale.

Cu ieșirea conectată la un amplificator de putere, montajul poate fi folosit ca o instalație de alarmă: chiar și cei mai versați spărgători se gândesc de două ori înainte de a risca să intre într-o casă care este – evident – păzită de un câine fioros!

197 Lumină de avertizare la lăsarea întunericului

Caracteristica principală a acestui automat de iluminare este întrerupătorul optic ce aprinde lumina atunci când se lasă întunericul și o stinge la ivirea zorilor. Aceasta face montajul ideal ca lampă de avertizare în apropierea obstacolelor. El poate fi utilizat de asemenea în scopuri didactice, pentru a demonstra funcționarea tranzistoarelor cuplate cu componente optoelectronice.

Presupunând că este lumină, LDR-ul (fotorezistența) are o valoare scăzută, așa încât, pentru ca tranzistorul să conducă, este suficient curent de bază prin T1. Tensiunea sa de colector este scăzută, astfel încât T2, un n-p-n Darlington, este blocat și lampa La1 este stinsă. Atunci când lumina ambientală se reduce, rezistența LDR-ului crește până când curentul de bază al lui T1 devine insuficient și tranzistorul se blochează. Tensiunea sa de colector crește, T2 conduce și La1 luminează. Acest proces are loc foarte rapid, deoarece atunci când tensiunea de colector a lui T2 devine brusc aproape 0 V acest potențial este imediat aplicat bazei lui T1, prin condensatorul C1, ceea ce-l va bloca într-adevăr pe T1. Condensatorul se încarcă apoi prin P1 și LDR, care acum este iluminat de lampa de avertizare. Datorită reacției optice, valoarea LDR-ului se micșorează, tensiunea pe R2 crește și T1 conduce iarăși. Darlingtonul se blochează, iar lampa de avertizare se stinge, inițializând un nou ciclu.

Frecvența de aprindere este dependentă în primul rând de valoarea lui C1: pentru o valoare de 47 μF, ea este foarte mică; reducerea capacității determină creșterea frecvenței.

Darlingtonul BC517 poate fi înlocuit de două tranzistoare BC547B sau de un MOSFET VN10KM. Singurul lucru care trebuie urmărit este curentul prin La1: curentul maxim permis cu două BC547B este 100 mA; cu BC517 este 400 mA și cu VN10KM este 500 mA.

Consumul de curent al montajului, cu La1 stinsă, este de aproximativ 6 mA la 6 V și aproape 10 mA la 10 V.

Fotorezistența poate fi de orice tip obișnuit: LDR 03, 05, 07. Pentru a vă asigura că reacția optică funcționează, LDR-ul trebuie plasat lângă lampa La1. Momentul de intrare în funcțiune este ales cu P1.

198 *Variator de lumină, cu 4 poziții, comandat prin atingere*

Intensitatea luminoasă a oricărei lămpi poate fi reglată, cu acest atenuator, între foarte mică, mică, medie și maximă, ceea ce, în cele mai multe cazuri, va fi suficient. La urma urmelor, este foarte bine să poți regla puterea unei lămpi electrice pe întreg domeniul de iluminare, dar cât de des se folosește această posibilitate? Mai mult decât atât, în folosirea de zi cu zi, comanda fixă are avantaje practice: reglarea durează, de exemplu, o secundă sau două.

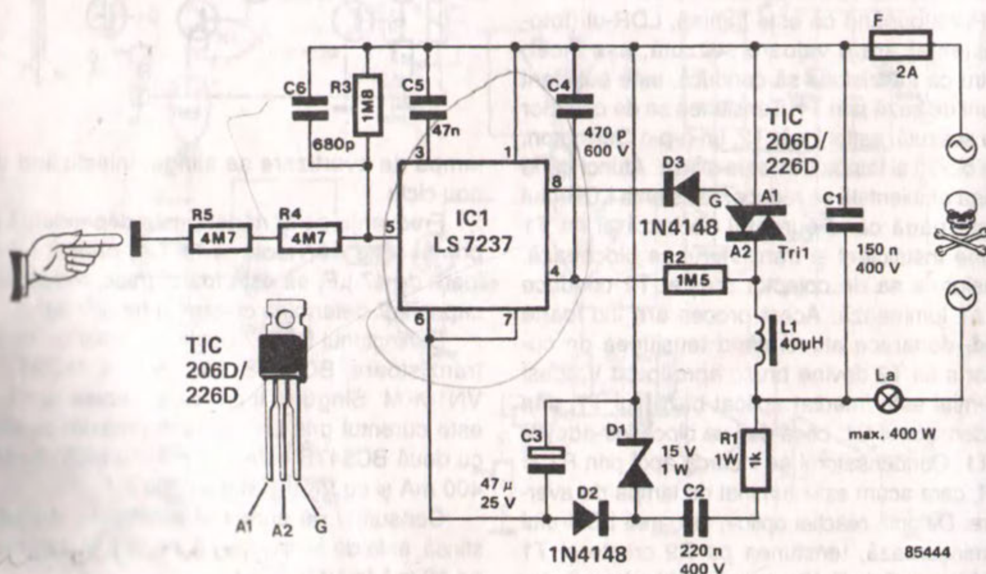
Montajul se bazează pe LS7237 și câteva componente discrete. Atenuatorul poate fi folosit de asemenea ca un întrerupător electric pornit / oprit, caz în care pinul (7), de selectare a modulului, trebuie conectat la masă (pin 1). Un astfel de întrerupător nu produce vârfuri de tensiune, și în consecință nici zgomot, în echipamentele electronice din apropiere. O altă posibilitate este de a lăsa pinul 2 în aer, caz în care obținem un atenuator cu trei poziții: mic, mediu și maxim.

LS7237 are toate facilitățile necesare pentru a comanda triacul (SRC) Tri1. Rezistența R2 și condensatorul C4 filtrează un semnal de 50 Hz de la rețea și servește la sincronizarea, în interiorul circuitului, a buclei de calare pe fază.

Rețeaua R1, C2 și D2 asigură alimentarea lui LS7237, în timp ce filtrul L1/C1 oprește ca zgomotul excesiv să ajungă la rețeaua de alimentare.

Se pot folosi tipuri diferite de triacuri, atâta timp cât ele pot asigura curentul necesar și pot suporta tensiuni de cel puțin 400 V. Din considerente de securitate, nu se permit abateri de la tensiunile nominale ale diferitelor componente. Cele două rezistențe de 4M7 asigură maxima securitate pentru utilizator: sub nici o formă nu se admite înlocuirea acestora cu o singură rezistență de 10 MΩ!

Întregul montaj este destul de mic pentru a putea fi montat în locașul sau carcasa de plastic a unui întrerupător (de iluminare) obișnuit.



199 Întrerupător de tip hotel

Adesea, este necesar să comutăm lumina sau aparate electrice – din diferite locuri – din interiorul unei clădiri. Un exemplu tipic este întrerupătorul de hotel, care permite să comanzi lumina din mai multe locuri. Cu câteva conexiuni electronice și electrice, numărul locurilor de plasare a întrerupătoarelor poate fi extins *ad infinitum*.

Întreruperea efectivă este realizată de un releu comandat de un bistabil R-S, N2 / N4, prin intermediul tranzistoarelor T1 și T2. Starea bistabilului este dată de poziția întrerupătoarelor logice N1 și N3. Un impuls de basculare în punctul comun dintre R1 și C1 este pur și simplu aplicat la intrarea bistabilului și va determina ca bistabilul să-și schimbe starea. Cu alte cuvinte, un tren de impulsuri de basculare, 0; 1; 0; 1; 0 ..., cu un interval minim între impulsuri de câteva secunde, se va materializa într-o serie de schimbări ale nivelului logic, ceea ce va determina ca releul să fie acționat și dezacționat în mod alternativ.

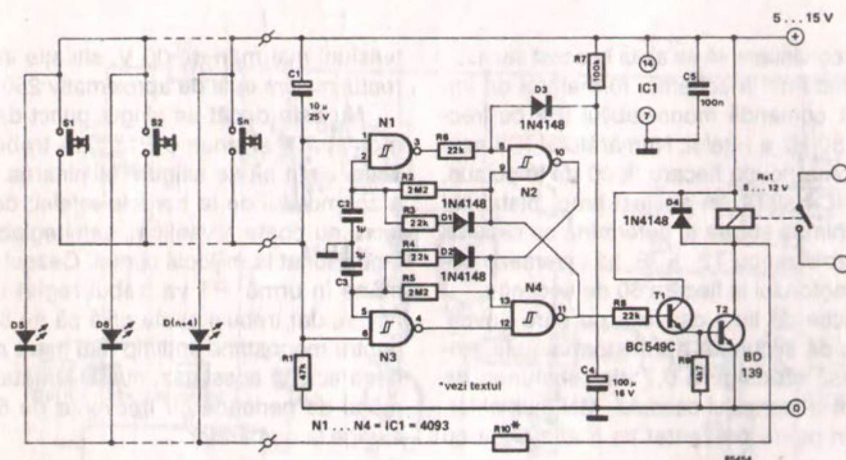
Impulsurile de basculare apar atunci când unul dintre butoanele S1 ... Sn este apăsat scurt. Toate butoanele sunt conectate în paralel, astfel încât ele pot fi interconectate printr-un sistem bifilar.

Se poate conecta câte un LED la fiecare buton, dar acest lucru va necesita un fir suplimentar. Aceste LED-uri ar putea fi conectate și în paralel, astfel încât este de preferat ca ele să fie de același tip.

Valoarea rezistenței R10 se calculează cu:

$R10 = ((U - 2) / I_D \cdot n)\ \Omega$

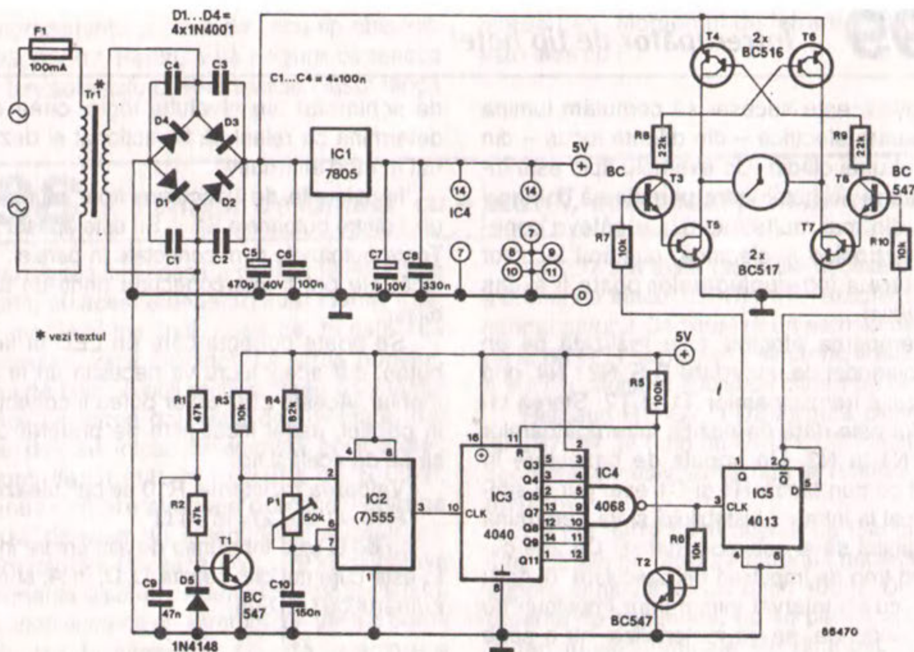
unde U este tensiunea de alimentare în volți; I_D este curentul prin fiecare LED, în A; și n este numărul de LED-uri.



200 Circuit de comandă pentru ceas industrial

În zilele noastre, multe ceasuri sunt comandate cu cuarț și, din acest motiv, au o deviație de numai câteva secunde pe an. Ceasurile electrice de tip vechi, în mod special cele folosite de grupuri mari de oameni în magazine, depozite, fabrici, gări ș.a.m.d., sunt comandate și sincronizate centralizat.

Această sincronizare era realizată de impulsuri obținute de la rețea și trimise la fiecare ceas prin cabluri separate. Multă lume posedă un astfel de ceas, din pură curiozitate, dar nu are posibilitatea de a-l pune în funcțiune. Montajul



descris în continuare vă va ajuta în acest sens...

Referindu-ne la schemă, formatorul de impulsuri T1 comandă monostabilul IC2 cu frecvența de 50 Hz a rețelei. Numărătorul IC3 este șters automat, după fiecare 3000 de impulsuri, de către IC4 și T2. În același timp, bistabilul IC5 își schimbă starea și determină ca circuitul în punte, realizat cu T2 ... T8, să inverseze polaritatea motorului la fiecare 60 de secunde.

În funcție de tipul ceasului pe care-l aveți, tensiunea de secundar a transformatorului trebuie aleasă să asigure 0,7 din tensiunea de funcționare a motorului ceasului. Mai mult chiar, circuitul în punte prezentat va fi alimentat cu tensiuni mai mari de 30 V, situație în care curentul maxim este de aproximativ 250 mA.

Nu este decât un singur punct de reglaj al montajului, și anume P1, care trebuie reglat astfel încât să se asigure eliminarea la maxim a zgomotului de la bornele rețelei; dacă acest lucru nu poate fi verificat, semireglabilul poate fi poziționat la mijlocul cursei. Ceasul poate rămâne în urmă: P1 va trebui reglat ușor spre minim, dar trebuie avută grijă să nu se regleze pentru monostabil un timp mai mare de 20 ms, deoarece, în acest caz, numai jumătate din numărul de perioade cu frecvența de 50 Hz pot ajunge la numărător.

201 *Barieră de lumină în infraroșu*

Barierele de lumină în infraroșu au atins o mare popularitate, ca dispozitive de cronometrare a sosirilor în sport, ca detectoare în instalațiile de alarmă, ca întrerupătoare optoelectronice în echipamentele de numărare și multe altele, toate acestea datorită costului redus și a imunității la interferențe electrice.

Prezenta barieră de lumină constă dintr-un emițător și un receptor.

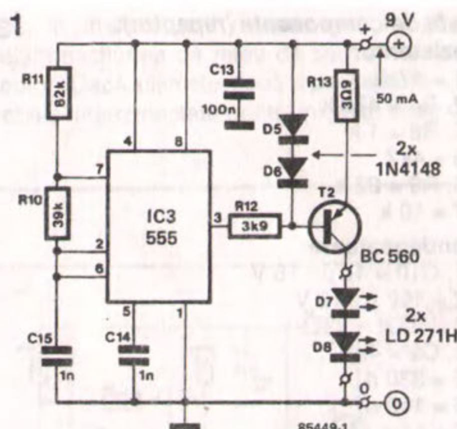
Emițătorul, prezentat în fig. 1, constă dintr-un multivibrator astabil (AMV), IC3. Ieșirea AMV-ului, pinul 3, constă dintr-un impuls de curent cu un factor de umplere de 30 la sută. Ieșirea este cuplată la o sursă de curent constant, T2. Această

sursă asigură diodele cu emisie în infraroșu D7 și D8 cu un curent puțin mai mare de 20 mA, ce pulsează în ritm cu semnalul de ieșire al AMV-ului. Lumina în infraroșu este, prin urmare, transmisă în ritmul pulsului de curent.

Receptorul, prezentat în figura 2, este realizat cu un demodulator SL486, IC1. Ieșirea demodulatorului, pinul 11, constă, de asemenea, dintr-un tren de impulsuri de 10 kHz cu un factor de umplere de aproximativ 30 la sută. Aceste impulsuri sunt aplicate integratorului R2-C12. Nivelul logic la ieșirea lui N1 rămâne jos atâta timp cât D4 recepționează lumina pulsatorie în infraroșu. Datorită acestui fapt, monostabilul N2 este invalidat și oscilatorul N4, care comandă un buzer piezo, este blocat. Releul Re1 este oricum acționat prin intermediul lui N4 și al tranzistorului T1.

Atunci când trenul de impulsuri dintre D7-D8 și D4 este blocat, nivelul logic la pinul 11 al lui IC1 devine înalt, astfel încât ieșirea lui N1 devine logic 0, ceea ce va comanda monostabilul

1



N2 prin D1. Oscilatorul N4 este astfel pus în funcțiune și alimentează buzerul. În același timp, N3 asigură ca T1 să fie blocat, astfel încât releul revine la starea sa de repaus.

Atunci când impulsul monostabil scade, ceea ce cu valorile stabilite pentru R4 și C10 se

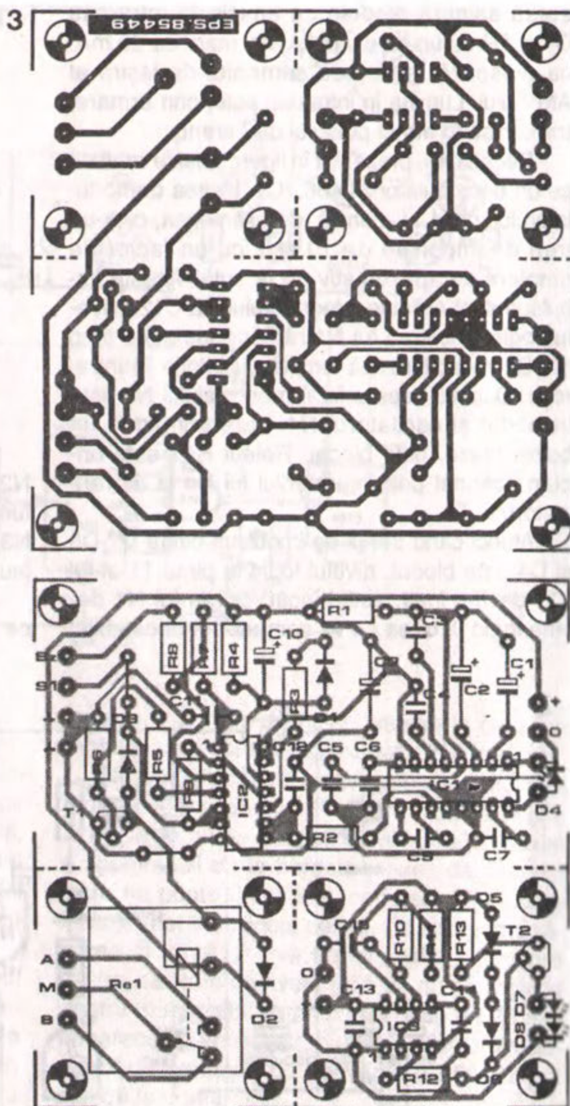
2

N1 . . . N4 = IC2 = 4093

*vezi textul

85449-2

Lista de componente (receptor):
Rezistențe:
R1 = 47 Ω
R2, R4 = 470 k
R3, R8 = 1 k
R5 = 4k7
R6, R9 = 22 k
R7 = 10 k
Condensatoare:
C1, C10 = 10 μ / 16 V
C2 = 100 μ / 16 V
C3 = 33 n
C4, C9 = 4n7
C5 = 330 n
C6 = 150 n
C7 = 15 n
C8 = 22 μ / 16 V
C11 = 47 n
C12 = 2n2
Semiconductoare:
D1 ... D3 = 1N4148
D4 = BP104
T1 = BC550C
IC1 = SL486 (Plessey)
IC2 = 4093
Diverse:
Re1 = releu pentru cablaj, 6 V
Bz = buzer piezoelectric (Toko tip PB2720 sau echivalent)
S1 = buton cu arc (c. n. d.)
Lista componentelor (emițător):
Rezistențe:
R10 = 39 k
R11 = 82 k
R12 = 3k9
R13 = 3Ω9
Condensatoare:
C13 = 100 n
C14, C15 = 1 n
Semiconductoare:
D5, D6 = 1N4148
D7, D8 = LD271H
T1 = BC560
IC1 = 555
Diverse:
reflectoare pentru D7 și D8 (opțional)
placă de circuit imprimat PCB85449

3


Întâmplă după 5 secunde, oscilatorul N4 se oprește și tonul de alarmă încetează. Dioda D3 asigură ca releul să rămână în starea sa de repaus, prin transmiterea nivelului înalt de tensiune de la colectorul lui T1 către intrarea lui N3 și a cărui ieșire, în consecință – de nivel logic jos – va continua să mențină tranzistorul blocat.

Astfel, echipamentul comutat de contactele releului va indica nu numai atunci când bariera de lumină a fost întreruptă, ci și atunci când sursa de alimentare a căzut. Releul este reanclanșat atunci când întrerupătorul S1 este acționat. Dacă D3 și S1 sunt eliminate, releul este reanclanșat atunci când impulsul monostabil dispare.

Consumul de curent al emițătorului este de

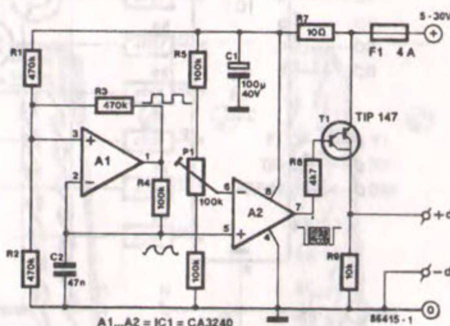
aproximativ 50 mA, în timp ce al receptorului este de 10 mA.

Placa de circuit imprimat, prezentată în figura 3, trebuie tăiată în trei după liniile întrerupte, deși, în unele situații, nu este necesar să detașăm secțiunea de releu de secțiunea de receptor. Dacă ultimele două sunt separate, ele trebuie interconectate printr-un cablu adecvat.

202 *Atenuator JUMBO*

Denumirea de *atenuator jumbo* este în legătură cu *Jumbo Display* (vezi EE, iulie și august 1985) dar, bineînțeles, poate fi folosit și în alte aplicații, cum ar fi lămpi, pompe, ventilatoare: pe scurt, pentru toate aplicațiile în care tensiunea continuă trebuie să fie reglată prin impulsuri modulate în durată.

Dacă ne referim la schemă, A1 este un generator de undă dreptunghiulară: ca o consecință utilă a acestui etaj, este tensiunea (cvasi) triunghiulară prezentă la intrarea sa inversoare.



Acest semnal este aplicat la intrarea neinversoare a comparatorului A2. Tensiunea de referință pentru acest etaj este obținută de la semireglabilul P1. Ieșirea comparatorului este o tensiune dreptunghiulară cu o frecvență de aproximativ 200 Hz și cu o durată a impulsului care poate fi reglată de la zero până la 100 la sută. Momentul apariției impulsului este determinat de poziția lui P1. Funcția de comandă propriu-zisă este realizată de tranzistorul T1, care poate comuta un curent pentru afișaj relativ mare, de până la 5 A.

Tensiunea de alimentare trebuie să fie între 5 și 30 V: observați că randamentul montajului este direct proporțional cu tensiunea de alimentare.

203 *Afișaje Jumbo*

Cu toate că acest montaj nu este de interes pentru oricine, el are multe aplicații posibile. Denumirea se referă la dimensiunile respectabile ale afișajului cu șapte segmente: 280 x140 mm. Această mărime indică imediat că afișajul are rostul de a face informațiile alfanumerice lizibile de la distanță. Acest lucru este important, de exemplu, pentru tabelele de scor, indicatoare de viteză, numărător de ture, ceasuri digitale montate pe turnuri etc.

Aceste afișaje au câteva avantaje:

- sunt în totalitate realizate cu dispozitive semiconductoare care previn defectarea segmentelor, deoarece viața LED-urilor este mult mai lungă decât, de exemplu, a lămpilor cu incandescență;
- nu necesită construcții complicate pentru reflectoare;
- dacă se defectează oricare dintre LED-uri, afișajul rămâne complet lizibil, datorită construcției speciale a segmentelor;
- ele se pot aranja într-o varietate de culori – roșu, verde, albastru, galben, portocaliu;
- funcționează la 24 V, cu un randament relativ mare, menținând de asemenea disipația de căldură la un nivel scăzut.

Se poate spune că numărul mare de LED-uri necesare este un dezavantaj, dar, în opinia noastră, acesta este contracarat cu prisosință de avantaje.

Afișajul cu șapte segmente prezentat în figura 1a se bazează pe un decodor tip 74LS248,

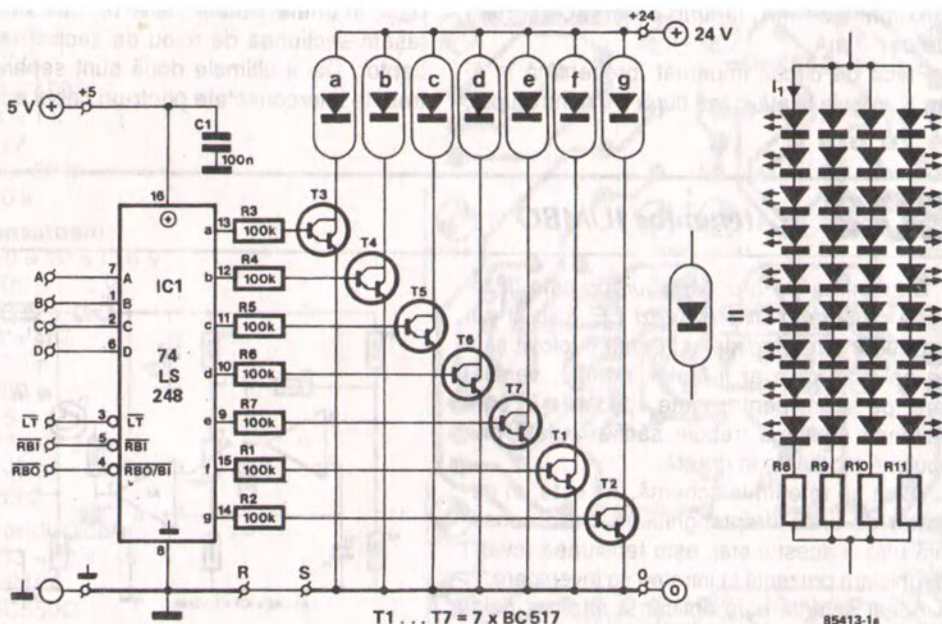
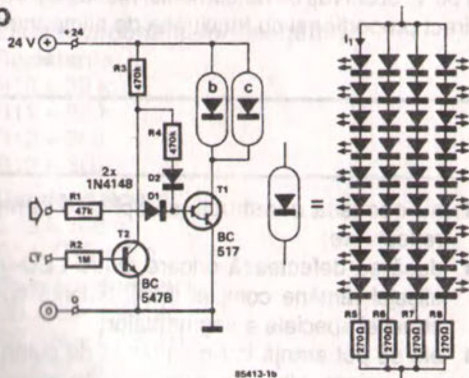


Figura 1. Circuite pentru comanda (a) unui afișaj cu șapte segmente; (b) afișaj „1", și (c) afișaj „:".

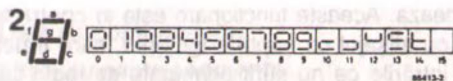




care are aceleași caracteristici ca binecunoscutul 74LS47 / 247, dar are în plus rezistențe interne pull-up și semnale de ieșire inversate, astfel încât tranzistoarele externe pot fi utilizate în funcție de curenții mari ceruți de segmente. Intrările și ieșirile decodorului, semnificația acestora cât și funcțiile adiționale sunt corelate în figura 2.

Toate intrările și ieșirile de control au fost aranjate extern decodorului, astfel încât pot fi folosite în același mod ca și în cazul afișajelor normale. Legătura cablată R-S serveste pentru interconectarea maselor de la sursele de +5 V și +24 V.

2



La ieșirea decodorului este un etaj de comutare pentru fiecare segment, care comută pornit / oprit segmentul respectiv.

Fiecare segment constă din patru grupuri paralele de opt sau nouă LED-uri în serie cu o

Fig. 2. Corelația dintre semnalele de intrare și cele de ieșire ale decodorului 74LS248 și un afișaj cu șapte segmente.

Fig. 3. Placa cu circuit imprimat pentru afișaj „:"; afișaj cu 7 segmente și afișaj „1".

3

EPS 85413-1

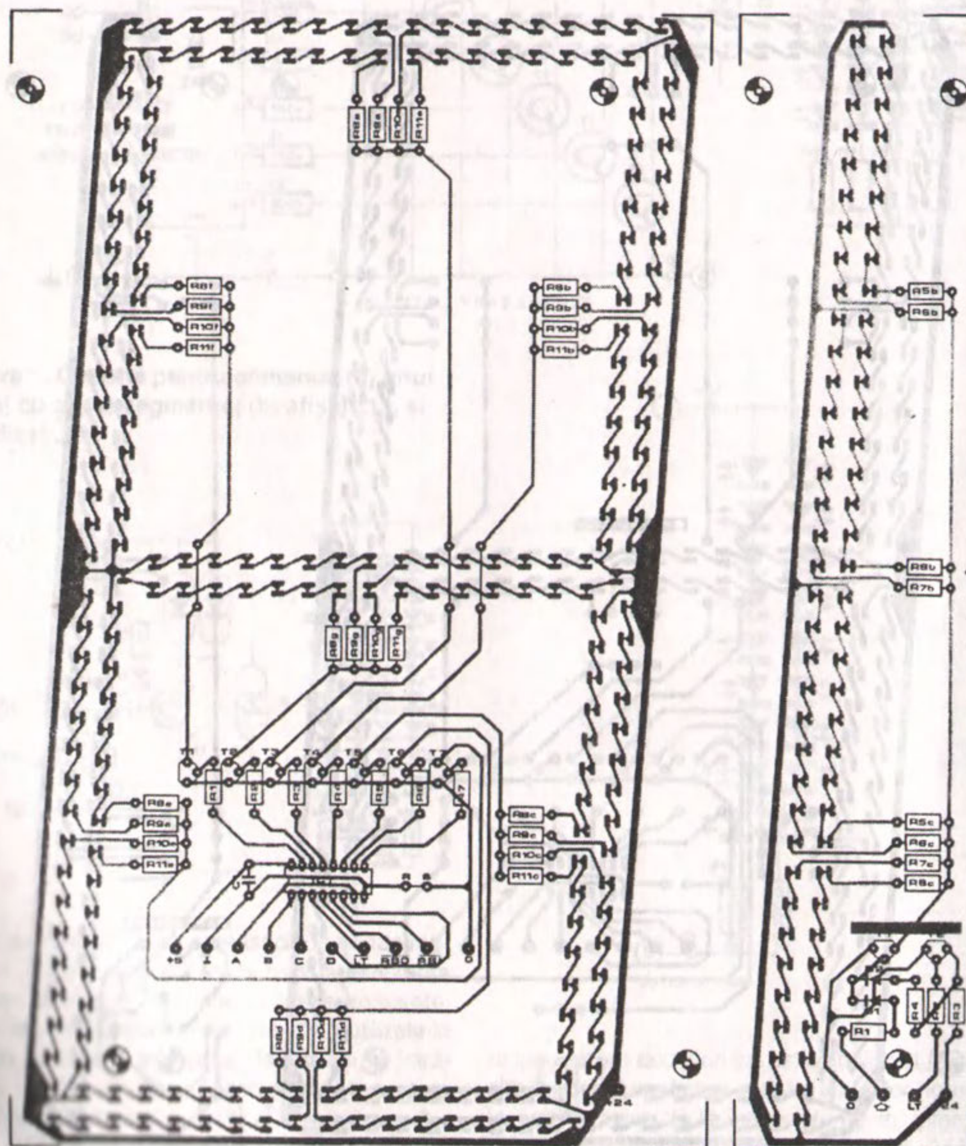
EPS 85413-2

rezistență de limitare a curentului.

Afișajele pot fi alimentate de la o sursă nestabilizată de 20 ... 24 V. Curentul absorbit de fiecare segment variază de la 50 mA la 100 mA.

Figurile 1b și 1c prezintă schema pentru afișajele cu un „1" și, respectiv, „:". Ambele pot fi folosite la un ceas cu 12 ore. Afișajul „1" a fost prevăzut cu un test pentru lampă (LT); intrările în gol sunt considerate active, adică afișajul luminează. Această funcționare este în contradicție cu afișajul cu șapte segmente, care tratează intrările ce nu sunt conectate ca logic sus, adică inactive.

Așa cum s-a menționat anterior, panourile de afișaj care conțin mai multe cifre pot fi realizate prin montarea unui număr de afișaje, unul după altul, pe un suport. Totul va fi protejat de o placă translucidă de plexiglas: aceasta joacă



Lista de componente:

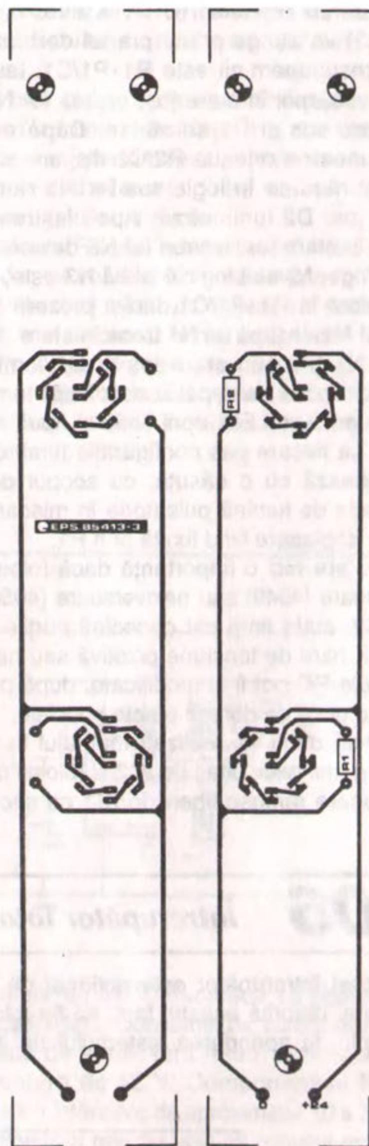
Afişaj cu şapte segmente:

R1 ... R7 = 100 k
R8 ... R11 (7X) = 270 Ω (cu 9 LED-uri)
= 330 Ω (cu 8 LED-uri roşii)
= 390 Ω (cu 8 LED-uri verzi)
IC1 = 74LS248
T1 ... T7 = BC517
C1 = 100 n
232 de LED-uri, ∅ 5 mm, culoare după necesităţi

Afişaj „1"
R1 = 47 k
R2 = 1 M
R3, R4 = 470 k
R5 ... R8 (2X) = 270 Ω
D1, D2 = 1N4148
T1 = BC517
T2 = BC547B
72 de LED-uri, ∅ 5 mm, culoare după necesităţi

Afişaj „:"
R1, R2 = 270 Ω
18 LED-uri, ∅ 5 mm, culoare după necesităţi

Placă de circuit imprimat PCB 85413-1
Placă de circuit imprimat PCB 85413-2
Placă de circuit imprimat PCB 85413-3



şi rolul de filtru de lumină, fapt ce măreşte considerabil lizibilitatea.

Deoarece aveţi nevoie de un număr mare de LED-uri, căutaţi să le procuraţi cât mai avantajos, mulţi furnizori fiind dispuşi să facă o reducere în funcţie de cantitate. Uniformitatea strălucirii acestor diode nu are mare importanţă în cazul de faţă, deoarece, de la distanţa de la care este privit panoul de afişaj, diferenţele în strălucire nu sunt remarcate.

204 *Indicator de direcţie cu LED-uri*

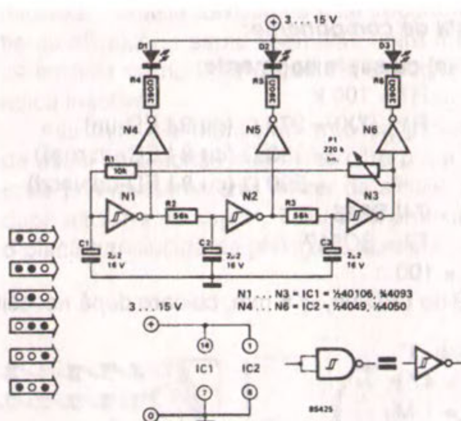
Un indicator cu LED-uri, dar cu o diferenţă: trei LED-uri care se aprind alternativ indicând o direcţie, de exemplu în modelismul feroviar, sau către o ieşire de urgenţă sau spre o uşă cu scări prost iluminate etc.

Atunci când montajul este pus sub tensiune, intrările porţilor N4 ... N6 sunt logic 1, ieşirile lor logic 0, şi toate LED-urile luminează.

Una dintre rețelele RC (R1+ P1/C1; R2/C2; R3/C3) va atinge prima pragul de basculare. Să presupunem că este R1+P1/C1. Ieșirea lui N1 trece apoi în stare jos, ieșirea lui N4 trece în stare sus și D1 se stinge. După aceasta, tensiunea pe rețeaua R2/C2 dispare și ieșirea lui N2 rămâne în logic sus iar N5 rămâne în logic jos: D2 luminează. Apoi, ieșirea lui N3 trece în stare jos, ieșirea lui N6 devine 1 și D3 se stinge. Nivelul logic 0 al lui N3 este, după o întârziere în R1+P1/C1, iarăși prezent la intrarea lui N1. Ieșirea lui N1 trece în stare sus, cea a lui N4 trece în stare jos și D1 luminează. Acest proces se repetă, așa încât luminează prima dată un LED, apoi două și apoi iarăși un LED. La fiecare pas configurația luminoasă se deplasează cu o căsuță, cu scopul de a da impresia de lumină pulsatorie în mișcare, viteza de deplasare fiind fixată prin P1.

Nu are nici o importanță dacă folosiți porți inversoare (4049) sau neinversoare (4050) pentru IC2, atâta timp cât conectați porțile neutilizate la bara de tensiune pozitivă sau negativă. Rețelele RC pot fi și modificate, după preferințe, sau dacă se doresc efecte speciale.

Dacă doriți să realizați montajul la dimensiuni și mai mici, uitați de IC2 și folosiți cele trei inversoare rămase libere în IC1 ca circuite de

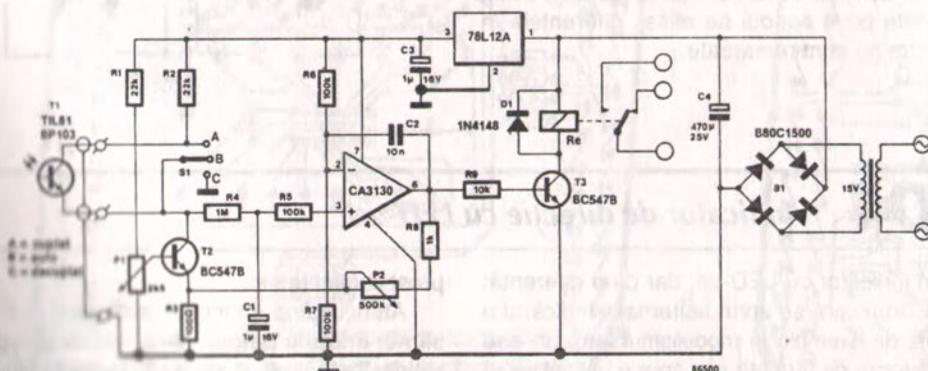


comandă pentru LED-uri, cu condiția să folosiți circuitul de tip 40106. Curentul prin LED-uri este în acest caz de numai 5 ... 10 mA, așa încât trebuie să folosiți LED-uri cu randament mare (care luminează la curenți mici).

Consumul de curent al montajului, fără LED-uri și alimentat de la 15 V, este de aproximativ 100 µA. Cu LED-uri, acest consum depinde foarte mult de tipul LED-urilor și de tensiunea de alimentare: cu LED-uri standard și la 15 V, fiecare LED consumă până la 30 mA.

205 *Întrerupător fotosensibil*

Acest întrerupător este acționat de lumină și poate, datorită acestui fapt, să fie folosit, de exemplu, la aprinderea sistemului de iluminat al acvariului – la apariția zorilor. Atât sensibilitatea cât și histerezisul montajului pot fi reglate; Re este acționat în prezența unei lumini suficiente.



Senzorul este un fototranzistor n-p-n tip TIL81 sau BP103, ce conduce atunci când este iluminat. Curentul rezultat este împărțit între T2 și R4-C1. Deoarece T2 este conectat ca o sursă de curent, prin R4-C1 nu va trece nici un curent atâta timp cât curentul prin T1 este mai mic decât cel prin T2, determinat de P1. Atunci când curentul prin T1 este suficient de mare, o parte din el va trece prin R4 și-l va încărca pe C1. Imediat ce potențialul rezultat pe C1 este mai mare decât jumătate din tensiunea de alimentare, CA3130 va bascula. Aceasta determină apariția unui curent prin R8, P2 și R3, care va genera o mică reducere a curentului prin T2. Acest fapt înseamnă că, și dacă scăderea curentului prin T1 este mică, circuitul nu se reîntoarce la starea sa inițială. Mărimea acestui histerezis depinde de reglajul realizat cu P2. Notați că histerezisul împiedică circuitul să oscileze în jurul nivelului de pornire.

Senzorul poate fi de asemenea și o fotodiodă sau o fotorezistență (LDR), dar un fototranzistor oferă performanțe superioare, în special atunci când diferența dintre starea pornit și oprit a circuitului este mică.

Rezistența R4 și condensatorul C1 pot fi eliminate, dar ele măresc histerezisul prin întârzierea semnalului de intrare de a ajunge la CA3130.

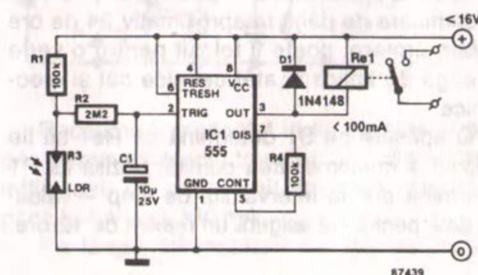
Consumul de curent al montajului este determinat în principal de cerințele releului. Ignorând releul, montajul consumă aproximativ 10 mA, ceea ce face posibilă folosirea unui regulator de tensiune tip 78L12.

206 *Trigger fotosensibil*

Montajul activează un releu, atunci când detectează absența luminii incidente pe un LDR (fotorezistență). El se pretează foarte bine a fi folosit pentru a comanda o lumină externă, așa cum se folosește la șosele și intrările în garaje.

Spre deosebire de folosirea sa normală, ca multivibrator astabil sau monostabil, în acest montaj circuitul integrat tip 555 funcționează ca un comparator. Pentru a explica această aplicație, destul de neobișnuită, este necesar să notăm că funcționarea normală a lui 555 este următoarea: ieșirea trece în stare sus după recepționarea unui impuls de basculare (start) la pinul 2 de intrare. Acest impuls este o tensiune al cărei nivel este mai mic decât 1/3 din tensiunea de alimentare. Ieșirea trece în stare jos din nou atunci când tensiunea la cea de-a doua intrare, pinul 6, a depășit scurt 2/3 din nivelul de alimentare. În prezentul montaj, a doua intrare nu este folosită, dar ieșirea circuitului integrat nu poate să se reîntoarcă la starea jos atâta timp cât pinul 6 este conectat direct la bara de alimentare pozitivă. Această setare a fost realizată ținând cont de tabelul alăturat, extras din datele de catalog ale lui 555.

În principiu, tensiunea de alimentare a circuitului trebuie să fie egală cu tensiunea bobinei releului. Nu aplicați în nici un caz o tensiu-



ne mai mare de 16 V, deoarece se poate distruge circuitul 555. Consumul de curent al montajului este de 4 mA, fără releu, la o tensiune de alimentare de 12 V. Componentele R2 și C1 asigură o întârziere de aproximativ 10 s înainte de acționarea releului, așa că circuitul este insensibil la schimbări rapide ale intensității luminii.

În mod fundamental, montajul nu are efecte de histerezis. Oricum, atunci când tensiunea de alimentare nu este stabilizată, cuplarea releului va face ca nivelul de alimentare să scadă puțin. Acest lucru va determina scăderea pragurilor interne ale circuitului integrat, deoarece punctul de basculare este definit ca 2/3 din nivelul de alimentare (pinul 2). Din această cauză, histerezisul montajului poate fi dimensionat după dorință, prin plasarea unei rezistențe în serie cu

sursa. Se poate de asemenea plasa o rezistență între pinii 5 și 7 ai lui 555, așa cum este figurat în schemă. Mărimea histerezisului este invers proporțională cu valoarea rezistenței, iar o valoare de 100 k este un punct de plecare rezonabil pentru tatonări.

Sensibilitatea montajului trigger poate fi comandată dacă R1 este schimbată cu un potențiometru sau un semireglabil de 1M0.

NE555

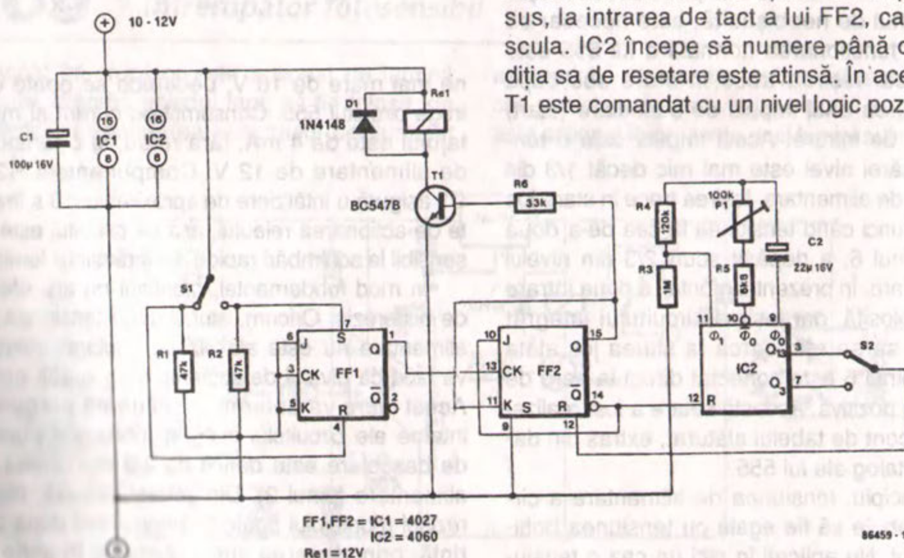
Tabel de funcționare

RESET (4)	TENSIUNEA DE BASCULARE (2)	TENSIUNEA DE PRAG (6)	IEȘIRE (3)	STAREA CONTACTULUI
jos	nesemnificativă	nesemnificativă	jos	făcut
sus	< 1/3 V_{DD}	nesemnificativă	sus	desfăcut
sus	> 1/3 V_{DD}	> 2/3 V_{DD}	jos	făcut
sus	> 1/3 V_{DD}	< 2/3 V_{DD}	se menține starea anterioară	se menține starea anterioară

207 *Temporizator pentru intervale mari de timp*

Acest temporizator ieftin poate oferi intervale de comutare de până la aproximativ 24 de ore și, prin urmare, poate fi folosit pentru o serie întreagă de aplicații, atât casnice cât și electronice.

O apăsare pe S1 determină ca Re1 să fie acționat și cronometrarea pornită; poziția lui P1 determină durata intervalului de timp – valoarea dată pentru C2 asigură un maxim de 12 ore.



Dublând capacitatea lui C2, intervalul de temporizare se prelungește corespunzător; temporizatorul poate fi, astfel, folosit pentru a comanda un încărcător de acumulatoare NiCd. Apăsarea lui S1 în orice moment în timpul temporizării determină ca temporizatorul să fie oprit și Re1 dezactivat.

Funcția lui FF1 este aceea de circuit de intrare pentru S1 care, atunci când este acționat, determină ca FF1 să aplice un impuls logic sus, la intrarea de tact a lui FF2, care va bascula. IC2 începe să numere până când condiția sa de resetare este atinsă. În același timp, T1 este comandat cu un nivel logic pozitiv și Re1

este acționat. După trecerea intervalului de temporizare, adică atunci când ieșirea Q13 a numărătorului trece în stare sus, FF2 este resetat și, în consecință, Re1 dezactivat.

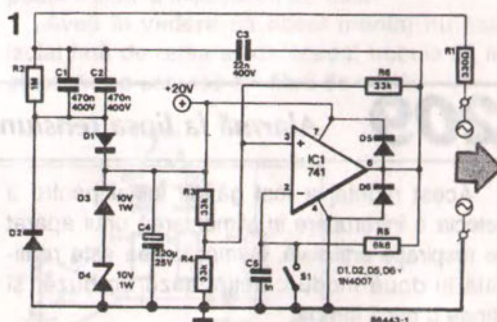
Fixarea duratei exacte a intervalului de temporizare este mai degrabă realizată prin folosirea temporară a ieșirii Q3 a numărătorului, în locul lui Q13, pentru a reseta FF2; cu valorile indicate ale componentelor, intervalul poate fi reglat între 3 și 45 de secunde. Împărțiți timpul dorit de acționare al releului cu 1024 și reglați P1 în consecință; conectați intrarea R a lui FF2 din nou la Q13, apăsați S1 și aveți prin Re1 alimentat echipamentul dorit pentru perioada de timp reglată.

208 *Telecomandă prin rețeaua de alimentare*

Această combinație de emițător și receptor se bazează pe folosirea rețelei de alimentare din locuință pentru a comanda de la distanță diferite aparate casnice alimentate de la rețea.

Figura 1 prezintă emițătorul care, pur și simplu, în momentul în care S1 este acționat, suprapune un semnal de 36 kHz peste tensiunea rețelei de 50 Hz. De notat că IC1 este conectat direct la tensiunea rețelei, prin intermediul unui circuit de redresare realizat cu D1, D2, diodele Zener D3, D4 și condensatorul de filtrare C4; configurația propusă asigură o alimentare de +20 V în raport cu nulul rețelei (0 V). Semnalul de ieșire de 36 kHz al amplificatorului operațional este transmis rețelei prin intermediul condensatorului de cuplaj C3. R2 este o rezistență de descărcare a lui C1 și C2 după ce circuitul a fost deconectat de la priza de rețea.

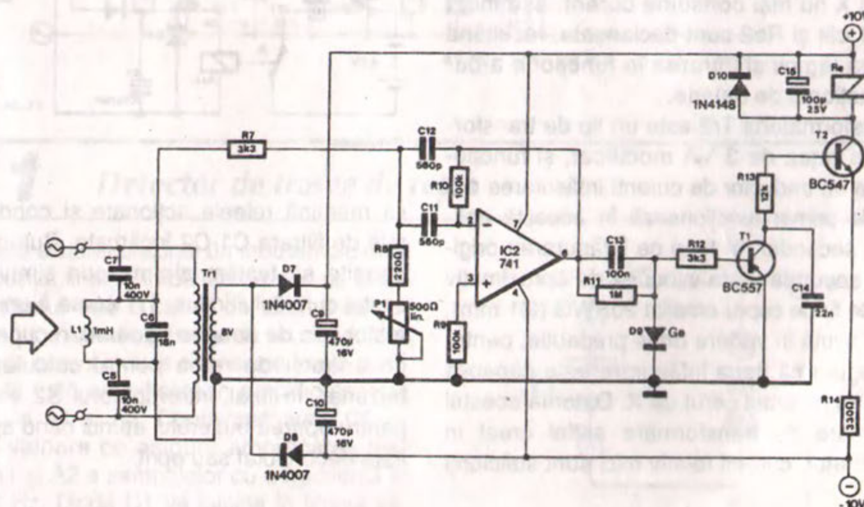
1



Receptorul, prezentat în fig. 2, este cuplat prin intermediul unui transformator de sonerie ieftin, sau de oricare alt tip, care asigură 6 până la 8 V_{ca} la 300 mA.

Pe lângă alimentarea lui Tr1, tensiunea

2



rețelei conținând purtătoarea de 36 kHz este filtrată de circuitul paralel acordat, L1-C6, cu scopul de a detecta prezența purtătoarei suprapuse, de 36 kHz, ce este apoi transmisă amplificatorului IC1, prin R7. Redresarea ulterioară cu D9 permite circuitului de comandă al releului, compus din T1 și T2, să-l acționeze pe Re1. Semireglabilul P1 este ajustat pentru a obține compromisul corect dintre sensibilitatea receptorului și imunitatea la zgomot. R14 trebuie dimensionată să suporte curentul de bobină al releului.

Referitor la construcția receptorului și a emițătorului, trebuie să fie foarte clar că **prezența tensiunii de rețea necesită utilizarea unei carcase de ABS solide și sigure, pentru a preveni contactul accidental cu tensiunea de rețea.** Nu vă asumați nici un risc în legătură cu acest aspect nici atunci când faceți experimente cu montajul și nici atunci când îl reglați sau testați! Emițătorul se montează în carcasa unui adaptor de rețea, prevăzută cu o mică gaură pentru S1.

Carcasa de ABS a receptorului trebuie să fie mai mare, dacă are încorporată și o fișă pentru rețea, pentru ușurința conectării aparatului care trebuie comandat. Contactele lui Re1 trebuie bine studiate în cazul unor sarcini mari, cum ar fi comanda unei râșnițe de cafea (4 A).

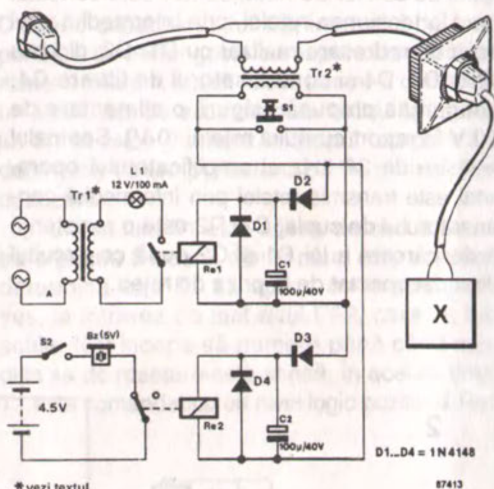
209 *Alarmă la lipsa tensiunii de rețea*

Acest montaj a fost gândit inițial pentru a detecta o întrerupere în alimentarea unui aparat de respirație artificială. Semnalizarea este realizată în două moduri: acționează un buzer și stinge o mică lampă.

Curentul de alimentare al echipamentului aflat sub observație induce un flux variabil într-un mic transformator, care servește la menținerea unui releu în stare anclanșată, astfel încât La1 luminează iar Bz este deconectat atunci când tensiunea de rețea este cuplată.

Atunci când apare un defect de alimentare, aparatul X nu mai consumă curent, așa încât atât Re1 cât și Re2 sunt declanșate, rezultând stingerea lămpii și intrarea în funcțiune a buzerului acționat de baterie.

Transformatorul Tr2 este un tip de transformator de rețea de 3 VA modificat, și funcționează ca un traductor de curent: înfășurarea originală de primar funcționează în această aplicație ca secundar, în timp ce înfășurarea originală de secundar este înlocuită de aproximativ 7 spire de fir de cupru emailat 20SWG (Ø1 mm). Trebuie avută în vedere orice precauție, pentru a ne asigura că noua înfășurare este capabilă să suporte curentul cerut de X. Datorită acestui raport mare de transformare astfel creat în transformator, curenți relativ mici sunt suficienți



să mențină releele acționate și condensatoarele de filtrare C1-C2 încărcate. Butonul S1 ne permite să testăm alarma prin simularea absenței curentului indus. Tr1 poate fi un transformator mic de sonerie sau unul recuperat de la un adaptor de rețea pentru calculatoare de buzunar. În final, întrerupătorul S2 este folosit pentru oprirea buzerului atunci când aparatul X este deconectat sau oprit.

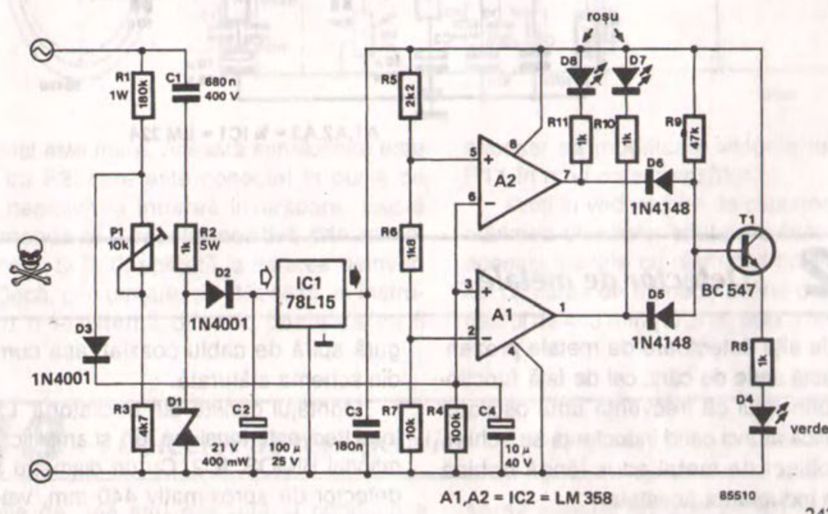
210 Supraveghetor pentru tensiunea de rețea

Adesea, este de dorit să știm dintr-o privire dacă tensiunea rețelei este la limita inferioară: de exemplu, atunci când dorim să lucrăm la un program pe calculator. Pericolul este, bineînțeles, ca, atunci când tensiunea este deja scăzută, sarcini suplimentare să determine ca tensiunea rețelei să scadă sub un nivel acceptabil.

Alimentarea pentru acest montaj este preluată direct de la rețea și este aplicată pe R1 și P1. Tensiunea stabilizată de 15 V produsă de R2, C1, C2, D1 și D2 asigură două tensiuni de referință. Aceste tensiuni sunt comparate în A1 și A2 cu o proporție fixă din tensiunea rețelei. Dacă rețeaua este sub 210 V, D7 luminează, iar când este mai mare decât 250 V luminează D8.

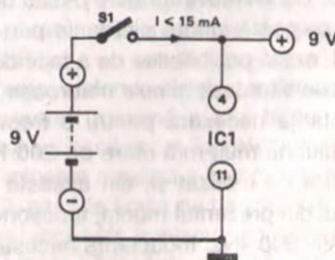
Atunci când nici D7 și nici D8 nu luminează, T1 intră în conducție și determină ca D4 să lumineze, indicând astfel că tensiunea rețelei este în interiorul limitelor acceptabile. Limitele tensiunii rețelei sunt fixate prin P1, cu ajutorul unui multimetru și al unui variac; atunci când nu este necesară perfecțiunea, semireglabilul poate fi fixat la mijlocul cursei sale.

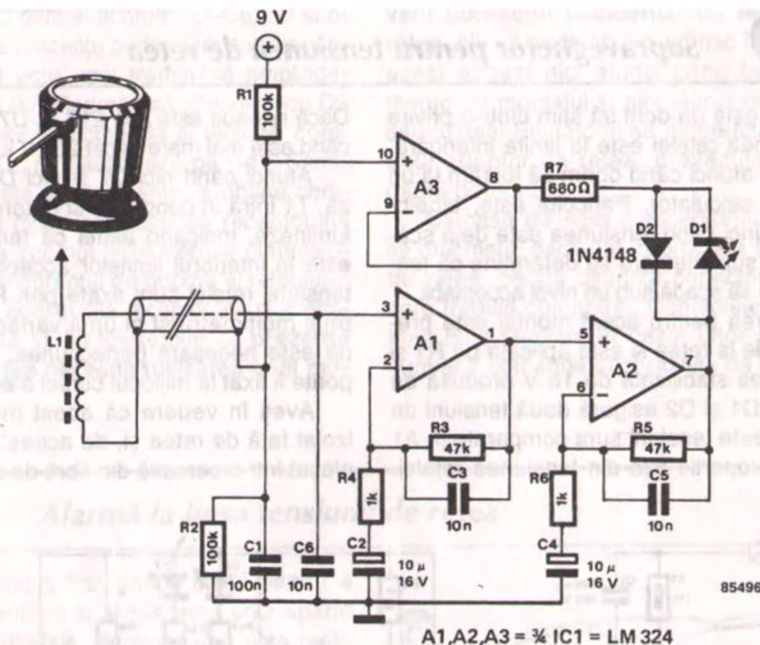
Aveți în vedere că acest montaj nu este izolat față de rețea și, de aceea, trebuie să fie plasat într-o carcasă din fibră de sticlă.



211 Detector de trasee de rețea

Montajul alăturat prezintă un mod simplu de a localiza poziția firelor străbătute de curent. Bobina detectorului este o cască de telefon cu suport. Câmpul magnetic generat de un conductor străbătut de curent induce o tensiune foarte mică în L1, care este amplificată în amplificatoarele operaționale A1 și A2. Condensatoarele C2 ... C5 au o valoare ce asigură amplificarea maximă în A1 și A2 a semnalelor cu o frecvență în jur de 50 Hz. Dioda D1 va lumina în timpul semiperioadei pozitive a curentului de rețea.





212 *Detector de metale*

Diferit de alte detectoare de metale prezentate în această serie de cărți, cel de față funcționează pe principiul că frecvența unui oscilator LC se modifică atunci când inductanța se schimbă. Orice obiect de metal adus lângă bobină va modifica inductanța acesteia.

Gradul cu care se schimbă frecvența depinde de valoarea acesteia și de natura metalului. Dacă frecvența este foarte mare, un obiect de metal va acționa ca o spiră în scurtcircuit, ceea ce va micșora inductanța, astfel că frecvența va crește. Dacă frecvența este destul de mică, încât să se poată ignora pierderile prin curenți turbionari, există posibilitatea de a face distincție între metalele feroase și cele neferoase.

Inductanța necesară pentru o frecvență a oscilatorului nu mult mai mare de 200 Hz este foarte dificil de realizat și, din această cauză, oscilatorul din prezentul montaj funcționează la aproximativ 300 kHz. Inductanța necesară este destul de ușor de realizat și constă dintr-o singură spiră de cablu coaxial, așa cum se vede din schema alăturată.

Montajul constă din oscilatorul T1, convertorul frecvență-tensiune IC1 și amplificatorul operațional BIMOS, IC2. Cu un diametru al bobinei detector de aproximativ 440 mm, valorile condensatoarelor C1 și C2 asigură o frecvență a oscilatorului aproape de 300 kHz. Bobine cu diametru mai mic necesită mai multe spire.

Nivelul semnalului oscilatorului trebuie să fie de cel puțin 500 mV_{vv} ca să poată fi capabil să comande în mod satisfăcător circuitul 4046B. La acest nivel, comparatorul de fază asigură că bucla de calare pe fază internă circuitului se calează întotdeauna. Ieșirea repetorului pe emitor de la pinul 10 este transmisă la CA3130, unde este mult amplificată.

Frecvența centrală a buclei de calare pe fază, și din acest motiv zero-ul instrumentului indicator cu zero la mijlocul scalei, se poate regla cu P1; un reglaj fin cu P2 poate fi necesar, în cazul în care sensibilitatea amplificatorului

operațional este mare. Această sensibilitate este reglată cu P3, care este conectat în bucla de reacție negativă la intrarea inversoare. Există de asemenea și o reacție pozitivă prin microampermetru și R10, aplicată la intrarea neinversoare. Dacă, prin urmare, se utilizează un instrument cu o rezistență diferită, poate că va fi necesar să modificăm valorile lui R9, R10 și R11 în mod corespunzător.

Aveți în vedere că – în căutarea de comori – mărimea obiectelor căutate trebuie să aibă cam aceeași mărime cu diametrul bobinei detectorului: căutarea de monede având o bobină cu diametrul de 440 mm (17,5 in) este o muncă în zadar!

213 *Detector de țevi metalice*

Țevile de apă sau gaz, cât și conductele electrice îngropate în pereți sunt dificil de descoperit, iar acest lucru este esențial atunci când trebuie executate lucrări asupra zidurilor. Acest mic aparat va fi un dar ceresc pentru astfel de împrejurări.

Principiul detectorului se bazează pe proprietatea metalelor de a absorbi energie magnetică atunci când se află într-un câmp magnetic.

Tranzistorul T1 din figura 1 este un simplu osilator LC, din care face parte L1, care este și traductorul. Frecvența oscilatorului este în jur de 15 kHz. Atunci când se absoarbe energie din câmpul magnetic din jurul lui L1 de către un obiect de metal, tensiunea alternativă de la bornele circuitului LC se diminuează. Prin redresarea acestei tensiuni în IC1 și aplicând tensiunea continuă rezultată unui amplificator diferențial IC2, care o compară cu o tensiune prestabilită cu P3, se obține un indicator pornit / oprit. Atunci când L1 este adusă în vecinătatea unui metal, D4 se stinge. Sensibilitatea detectorului este reglată cu P1 și P3.

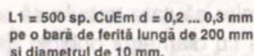
Aparatul este alimentat de la o baterie de 9 V (PP3).

Pentru etalonarea detectorului, poziționați P1 pe valoarea maximă a rezistenței sale și conectați un osciloscop la colectorul lui T1. Reglați valoarea maximă a semnalului oscilatorului, cu P2, până la limita de funcționare a acestuia. Acest lucru este verificat prin acordarea lui P3 astfel încât LED-ul de-abia să lumineze. Dacă

D2,D3 = 1N4148

IC1 = CA 3130
IC2 = CA3130, CA 3140

85473



apoi apropiem o monedă lângă bara de ferită, LED-ul trebuie să se stingă, indicând faptul că oscilatorul a încetat să funcționeze.

La începutul operației de căutare folosiți cea mai mică valoare de vârf a semnalului oscilatorului (P1 spre maximul rezistenței) concomitent cu cel mai mic nivel de basculare (cursorul lui P3 la masă). După ce localizarea conductelor a fost stabilită în mod brut, valoarea de vârf a semnalului oscilatorului cât și nivelul de basculare pot fi mărite până când se obține precizia necesară.

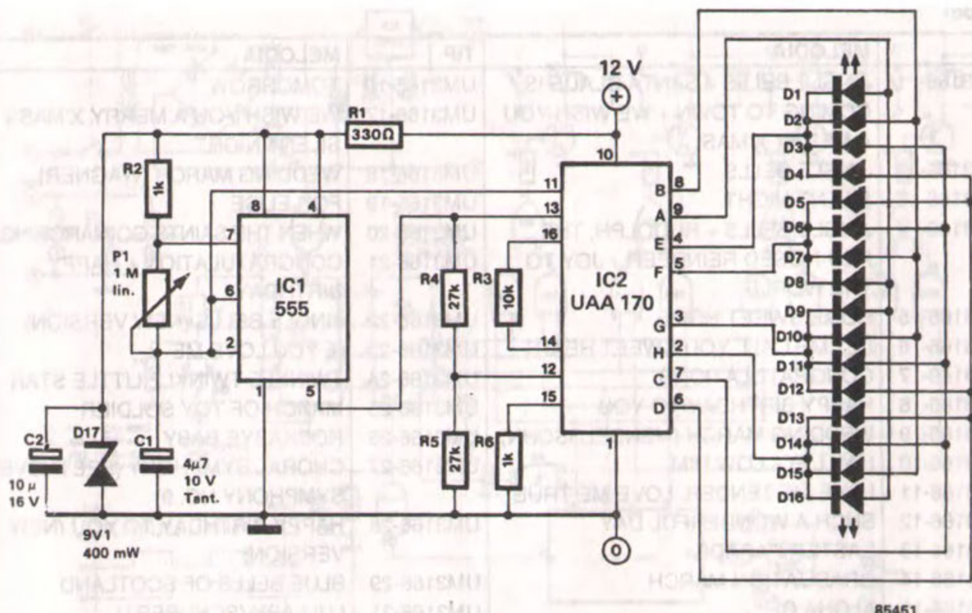
214 Lumină dinamică în miniatură

Circuitul integrat tip UAA170 este folosit în mod curent pentru comanda unui număr de maxim șaisprezece LED-uri, iar montajul prezentat nu este o excepție, după cum se poate observa din figura 1.

555 este folosit ca multivibrator astabil, dar observați că ieșirea sa nu este conectată la UAA170. În schimb, comanda este preluată de la punctul comun al unei rețele *RC* care prezintă o tensiune triunghiulară și a cărei frecvență este reglată cu P1. Este de preferat utilizarea unui condensator cu tantal pentru C1, cu scopul de a menține curentul de pierderi cât mai scăzut.

Tensiunea la intrarea lui IC2 nu trebuie să depășească 6 V. Pentru a ne asigura că tensiunea triunghiulară rămâne sub această valoare, tensiunea de alimentare a lui IC1 trebuie limitată la 9,1 V, prin intermediul lui D17. Dacă este necesar, această diodă poate fi înlocuită cu una de 8,2 V sau chiar 6,8 V.

Tensiunea la pinii 12 și 13 determină gama



tensiunii de baleiere pentru LED-uri.

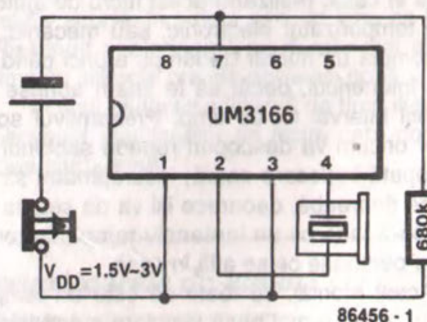
Tensiunea de referință pentru D16 este furnizată de pinul 5 al lui IC1 și reprezintă aproximativ 2/3 din tensiunea de alimentare a lui 555. Tensiunea de referință pentru D1 este determinată de potențialul de la punctul comun rezistențelor R4-R5 (= pinul 12 al lui IC2) care, cu valorile din schemă, este de aproximativ 3 V.

Consumul de curent este de aproximativ 30 mA, așa încât alimentarea de la baterie este posibilă cu numai două baterii PP3 legate în serie, urmate de un stabilizator de 12 V.

215 *Felicitări muzicale*

Proiectantul acestui circuit a admis deja că nu este cine știe ce problemă să execuți un cântec sau un dans, atâta timp cât schema circuitului vorbește (cântă) ea singură.

Accesibil în aproape 30 de versiuni muzicale, circuitul integrat UM3166-XX este un circuit care generează autonom melodii și care funcționează la tensiuni extrem de mici ale bateriilor (1,3 ... 3 V) reușind să comande direct un mic buzer piezo prin ieșirile în antifază; pinii 2 și 4. Dacă doriți, puteți conecta un amplificator AF la oricare dintre acești pini, cu scopul ca mai mulți ascultători să poată fi captați de melodia aleasă conform tabelului alăturat. Melodia poate fi executată în mod continuu, prin conectarea



terminalului 3 la terminalul 7, în locul conectării sale la pinul 1.

Tabel

TIP	MELODIA	TIP	MELODIA
UM3166- 1	JINGLE BELLS + SANTA CLAUS IS COMING TO TOWN + WE WISH YOU A MERRY X'MAS	UM3166-16	TOMORROW
UM3166- 2	JINGLE BELLS	UM3166-17	WE WISH YOU A MERRY X'MAS + SILENT NIGHT
UM3166- 3	SILENT NIGHT	UM3166-18	WEDDING MARCH (WAGNER)
UM3166- 4	JINGLE BELLS + RUDOLPH, THE RED-NOSED REINDEER + JOY TO THE WORLD	UM3166-19	FOR ELISE
UM3166- 5	HOME SWEET HOME	UM3166-20	WHEN THE SAINTS GO MARCHING IN
UM3166- 6	LET ME CALL YOU SWEET HEART	UM3166-21	CONGRATULATION + HAPPY BIRTHDAY
UM3166- 7	CONGRATULATIONS	UM3166-22	JINGLE BELLS (NEW VERSION)
UM3166- 8	HAPPY BIRTHDAY TO YOU	UM3166-23	IF YOU LOVE ME
UM3166- 9	WEDDING MARCH (MENDELSSOHN)	UM3166-24	TWINKLE TWINKLE LITTLE STAR
UM3166-10	I WILL FOLLOW HIM	UM3166-25	MARCH OF TOY SOLDIER
UM3166-11	LOVE ME TENDER, LOVE ME TRUE	UM3166-26	ROCKABYE BABY
UM3166-12	SUCH A WONDERFUL DAY	UM3166-27	CHORAL SYMPHONY (BEETHOVEN SYMPHONY NO. 9)
UM3166-13	EASTER PARADE	UM3166-28	HAPPY BIRTHDAY TO YOU (NEW VERSION)
UM3166-14	GRADUATION MARCH	UM3166-29	BLUE BELLS OF SCOTLAND
UM3166-15	ALOHA OE	UM3166-31	LULLABY (SCHUBERT)

216 *Comandă aleatoare pentru lumini*

Din păcate, sezonul anual de concediu este un moment de neliniște pentru multă lume, deoarece toți ne temem că locuințele rămân nepăzite și, din această cauză, la cheremul hoților și / sau huliganilor. Tocmai datorită acestui fapt, este momentul oportun să realizăm acest montaj înainte de a părăsi locuința și toate bunurile de valoare.

Este mult mai bine să simulăm prezența cuiva în casă, realizând acest lucru cu ajutorul unui temporizator electronic, sau mecanic, ce va comuta un număr de lămpi, atunci când se lasă întunericul, decât să le ținem aprinse un anumit interval fix de timp. Prezumtivul spărgător oricum va descoperi repede șablonul ce se repetă în fiecare seară, încurajându-l să se apuce de treabă, deoarece își va da seama că are de-a face cu un inofensiv temporizator și nu cu persoane ce se află în casă.

Acest montaj, cu toate că este un temporizator, oferă o mai bună simulare a activităților umane, deoarece el comandă automat aprinderea și stingerea, aparent într-o manieră aleatoare, a unui număr de lămpi, ceea ce va da impresia hoțului că proprietarul este acasă. De fapt, aprinderea luminilor este pseudoaleatoare, dar sunt posibile 16 configurații, pentru a asigura o suficientă diversitate, pentru a fi liniștiți, iar hoțul să-și bată capul cel puțin câteva săptămâni.

Și acum, despre funcționarea acestui montaj simplu. Iluminatul de seară este determinat de către un cod logic de patru biți furnizat de numărătorul IC2, în momentul când se lasă întunericul. Atâta timp cât acest lucru nu se întâmplă precis la același moment de timp în fiecare seară, IC2 poate fi considerat ca un generator de cod aleator de patru biți (1 din 16). Atunci când LDR-ul nu mai detectează lumina zilei, ieșirea lui N2 trece în stare sus și D1 încarcă C1. În același timp, N1 aplică în mod constant impulsuri cu frecvența de 100 Hz la intrarea numărătorului IC2. Atunci când tensiunea pe C1 și R2 crește la un anumit nivel, suficient de mare ca să fie recunoscut ca logic unu de intrarea de tact a unui latch cvadruplu, IC3, codul de patru biți este memorat și transferat la ieșirile Q0 ... Q3 ale lui IC3. În plus, N3 permite s-

multan lui IC4 să înceapă să numere și să divi- dă cu propriul său semnal de tact.

Ieșirile memoriei (IC3) și ale numărătorului (IC4) sunt combinate în porțile ȘI, N9 ... N16. Componentele de oscilator ale lui IC4, R4-P1-R5-C3 (ultimul este de tip nepolarizat și poate fi înlocuit cu două condensatoare electrolitice conectate în serie) au fost astfel dimensionate încât ieșirea Q10 furnizează impulsuri cu o durată de 15 minute și cu un factor de umplere de 50%; acest timp poate fi reglat cu precizie prin intermediul lui P1. Deoarece IC4 este un divizor binar (2^n), ieșirile Q12, Q13, și Q14 furnizează impulsuri cu perioade de 60, 120 și, respectiv, 240 de minute.

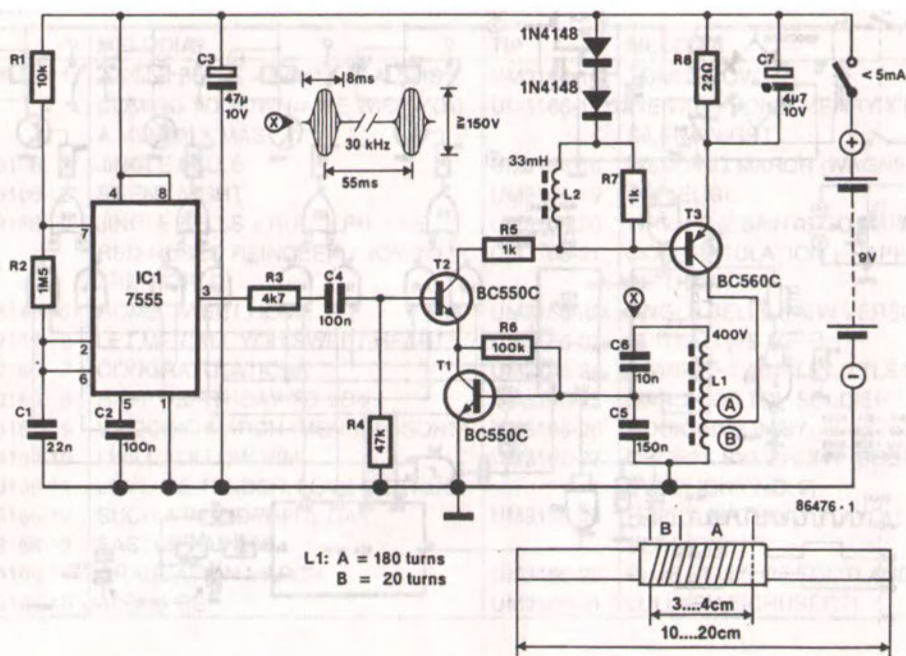
Aceste impulsuri pot apărea, sau nu, la ieșirile lui N9 ... N16, în funcție de nivelul logic actual al fiecărei ieșiri Q0 ... Q3 asociate, aparținând memoriei. Ieșirile porților ȘI au fost grupate în patru porți SAU, N5 ... N8; din această cauză, N5 și N7 pot furniza intervale de 15, 60 sau 75 de minute, în timp ce N6 și N8 oferă pentru timpii de acționare ai releelor intervale de 60, 120 sau 180 de minute; temporizări mai lungi (de exemplu, 360 de minute) nu sunt posibile, deoarece N4 îl șterge pe IC3 după cinci ore *(Q12 ȘI Q14 = 60 + 240 = 300 de minute)* după ce a căzut întunericul pe locul unde este montat LDR-ul.

Se poate observa că Re1 și Re3 sunt folosite cel mai bine pentru acele lumini ce se așteaptă a fi aprinse și stinse pentru perioade relativ scurte, în timpul serii, în timp ce Re2 și Re4 sunt anclanșante pe durate mai mari de timp, în ultimele ore ale aceleiași nopți.

În final, diagrama internă de timp ilustrează secvența impulsurilor de ieșire care comandă cele patru relee.

217 Telecomandă pentru întrerupătoarele de lumină (1)

Toți dorim, câteodată, ca unele întrerupătoare de lumină din jurul casei să fie ceva mai ușor de găsit și acționat, mai ales în întuneric și în special cele care se acționează mai rar, cum ar fi cele de la pivniță sau garaj. Pentru handicapații fizic, poziția unor întrerupătoare prezintă



un real obstacol, în raport cu mobilitatea lor prin casă; pentru ei, ar fi foarte comod să poată acționa întrerupătorul de la distanță.

Montajul propus – de comandă fără fir – este diferit de, să spunem, un echipament IR, la care este necesară o legătură optică între emițător și receptorul respectiv, în timp ce raza de operare practică este de ordinul a câtiva metri.

Schema emițătorului constă dintr-un oscilator realizat cu T1, T3 și T2, ultimul tranzistor funcționând mai degrabă ca un element de comutare. Frecvența oscilatorului este fixată la aproximativ 30 kHz, prin intermediul lui C5, C6 și L1: ultima constă din aproximativ 200 de spire de fir cupru-email 36 SWG (Ø 0,2 mm) pe o carcasă din paxolin care se potrivește la o bară de ferită cu lungimea de 10 până la 20 cm., ce poate fi procurată de la un aparat de radio portabil pentru unde medii / lungi. Priza bobinei este la 20 de spire dinspre capătul legat la masă.

Pentru a compensa eficiența relativ scăzută a antenei emițătorului, valoarea de vârf a tensiunii pe C6 este de aproximativ 150 Vvv, atunci când oscilatorul este pornit timp de 8 ms de către T2, care este comandat cu un semnal de 18 Hz, obținut de la IC1.

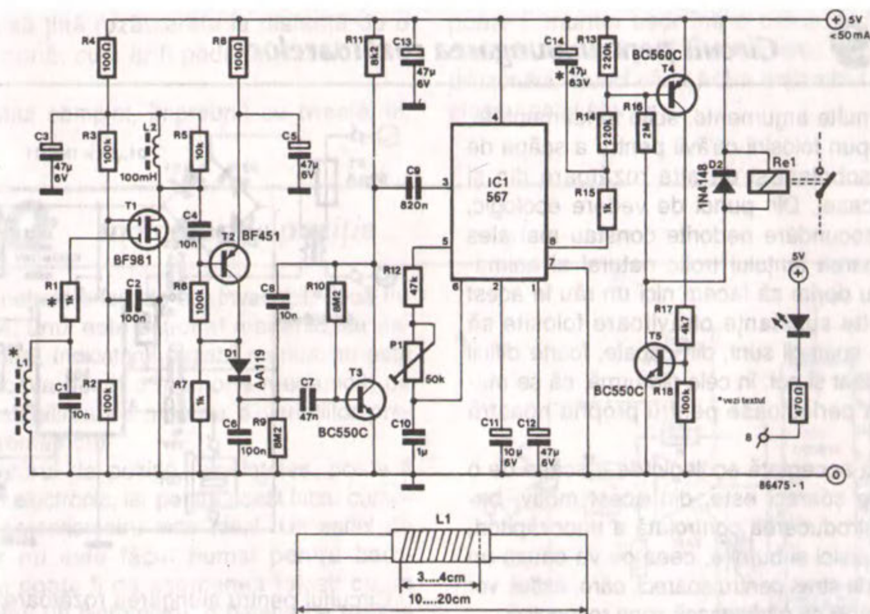
Modul de funcționare în impulsuri al emițătorului asigură un consum de putere medie relativ scăzut de la baterii, în momentul când se dorește ca un receptor să fie acționat.

Testarea emițătorului este realizată cu un scop; observați pulsațiile purtătoarei de 30 kHz, care trebuie să arate așa cum este prezentat în diagrama de semnal; durata de acționare de 8 ms este determinată de C4-R4, și valorile acestora este mai bine să nu fie modificate, deoarece ele reprezintă compromisul optim dintre consumul emițătorului și puterea de ieșire.

218 Telecomandă pentru întrerupătoarele de lumină (2)

Ca și emițătorul portabil (vezi articolul precedent), receptorul este simplu de realizat.

După cum se observă din schemă, circuitul paralel acordat, L1-C1, recepționează semnalul emițătorului, care este mai întâi separat prin intermediul unui MOSFET cu două porți – T1 –,



cu scopul de a elimina sarcini excesive pentru circuitul acordat. Amplificarea ulterioară este realizată de T2, înainte ca circuitul de redresare D1-C6 să furnizeze tensiuni pulsatorii lui T3, ce comandă detectorul PLL IC1 cu un semnal în dinte de fierăstrău. Ieșirea de calare – pinul 8 – a lui IC1 atacă Re1 prin intermediul circuitului de comandă a releului, T4-T5.

În ceea ce privește receptorul, vă oferim câteva detalii: semnalul de calare PLL furnizat de circuit este concretizat prin trecerea pinului 8 în stare jos; C14 se încarcă și funcționează ca un circuit tampon pentru cazul când tensiunea de intrare PLL dispare datorită faptului că bobina emițătorului nu este menținută într-o poziție optimă pentru recepție (efectul de directivitate al barei de ferită). La intrarea receptorului, R1 poate fi montată direct la poarta corespunzătoare a MOSFET-ului, cu scopul de a preveni eventualele tendințe de oscilație ale lui T1.

La fel ca și bobina emițătorului, L1 este înfășurată pe o carcasă de paxolin, lungă de 4 cm, care poate fi culisată pe o bară de ferită, cu scopul de a obține o poziție pentru recepția optimă. Se utilizează 210 spire de cupru-email 36 SWG (∅ 0,2 mm); lungimea bobinajului trebuie să fie de aproximativ 3 cm. L1 și L2 trebuie să fie separate una de alta, printr-un ecran metalic, pentru a evita cuplajul.

Receptorul poate fi repede testat și reglat prin plasarea unui emițător la o distanță de aproximativ 4 m. Poziția optimă a bobinei, pe bara de ferită, poate fi acum găsită prin cuplarea unui osciloscop la drena lui T1 și mutând L1 până se recepționează un semnal maxim. În absența unui osciloscop, semnalul de intrare în PLL (pinul 3) poate fi conectat la un difuzor și se poziționează L1 pentru a obține un semnal maxim cu frecvența de 18 Hz. După ce L1 a fost poziționată corect, ea poate fi lipită de bara de ferită.

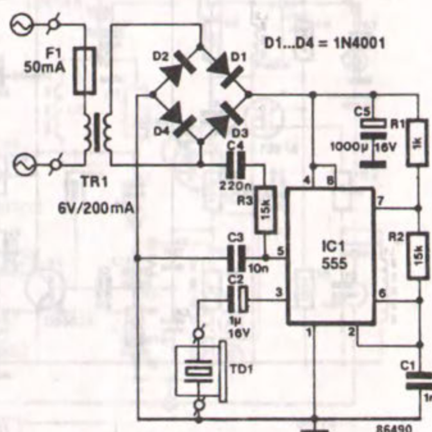
Reglajul PLL este realizat cu P1, care trebuie acționat cu grijă pe întreaga sa cursă, pentru a stabili punctul în care PLL pierde calarea la recepționarea semnalului (Re1 este dezactivat și LED-ul de indicare a calării, dacă este cuplat, se stinge). Acum, reglați P1 pe o poziție aflată între punctele de pierdere a calării. Manevrați cu grijă emițătorul spre un loc unde recepția este proastă, adică unde Re1 decuplează. Reglaje fine asupra lui P1 și încercări urmate de erori vor da posibilitatea utilizatorului să găsească poziția semireglabilului care corespunde unei sensibilități optime a receptorului și repetabilitatea în condiții mai puțin favorabile.

219 Circuit pentru alungarea rozătoarelor

Sunt multe argumente, solid fundamentate, care se opun folosirii otrăvii pentru a scăpa de șoareci, șobolani și de alte rozătoare din și dinafara casei. Din punct de vedere ecologic, efectele secundare nedorite constau mai ales în perturbarea lanțului trofic natural al animalelor, și nu dorim să facem nici un rău în acest sens: multe substanțe otrăvitoare folosite să extermine șoarecii sunt, din păcate, foarte dificil de neutralizat și pot, în cele din urmă, să se manifeste ca periculoase pentru propria noastră sănătate.

Soluția acceptată ecologic de a scăpa de o colonie de șoareci este, din acest motiv, bazată pe introducerea controlată a unor răpitori, cum ar fi pisici și bufnițe, ceea ce va cauza un înalt grad de stres pentru șoareci, care, astfel, vor fi foarte grăbiți să părăsească zona respectivă.

O altă metodă de producere a unui înalt grad de stres este de a emite un semnal puternic cu o frecvență puțin mai înaltă decât banda de audibilitate umană, și care se poate modifica. Semnalul este modificabil în frecvență, deoarece un semnal cu frecvența fixă ar putea da posibilitatea șoarecilor să se acomodeze cu el.



Circuitul pentru alungarea rozătoarelor propus se bazează pe circuitul integrat temporizator 555, conectat astfel încât să producă un semnal de ieșire de la 20 la 40 kHz, în pași de 50 Hz.

Ultima frecvență menționată este obținută de la rețea, prin intermediul lui C4 și R3, care transmit semnalul de modulație la pinul 5 de intrare. Ieșirea oscilatorului variabil este conectată direct la un tweeter (hupă) cu traductor piezoceramic de mare randament și care va asigura un nivel al presiunii sonore suficient de

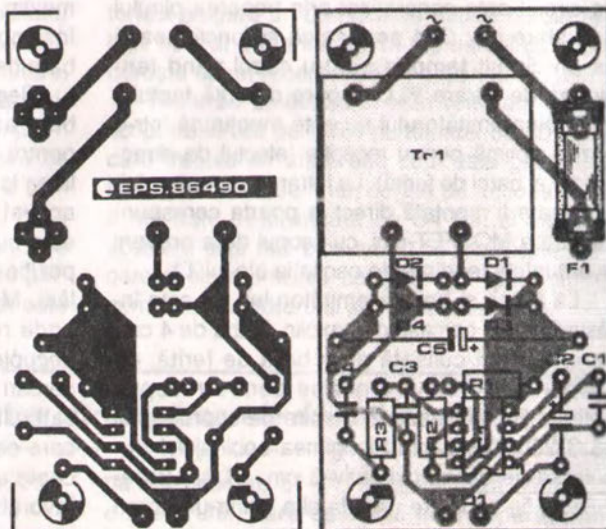
Lista de componente:

Rezistențe:
R1 = 1 k
R2, R3 = 15 k

Condensatoare:
C1 = 1 n
C2 = 1 µ / 16 V, electrolitic
C3 = 10 n
C4 = 220 n
C5 = 1000 µ / 16 V, electrolitic

Semiconductoare:
D1 ... D4 = 1N4001
IC1 = 555

Diverse:
Tr1 = 6 V / 200 mA
TD1 = tweeter (hupă) piezo
F1 = siguranță lentă, 50 mA
Suport pentru siguranță de tipul celor ce se montează pe cablaj
Placă cu circuit imprimat tip 86490
Carcasă din ABS pentru montare pe perete



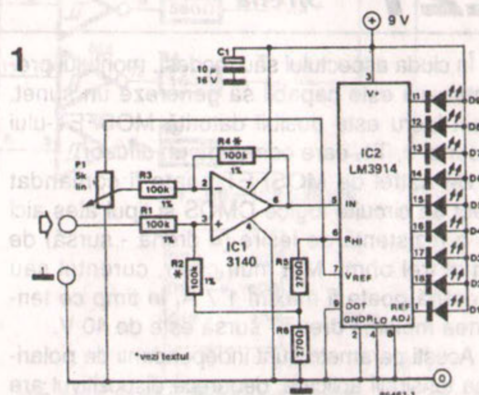
mare ca să țină rozătoarele la distanță de o anumită zonă, cum ar fi podurile caselor sau garajele.

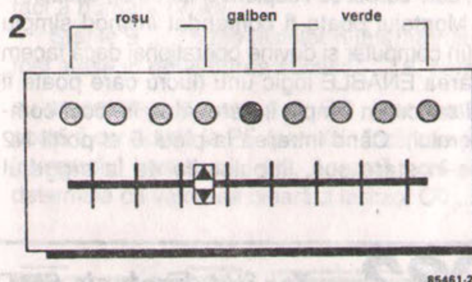
Montajul complet, împreună cu tweeter-ul, poate fi montat ușor într-o carcasă de ABS, dar trebuie avută grijă la observarea directivității difuzorului, atunci când fixăm ansamblul pe amplasamentul său final.

220 *Indicator de poziție*

Barometrele aneroide au, invariabil, două indicatoare: unul este acționat mecanic, iar celălalt manual. Indicatorul reglabil manual nu este nimic altceva decât o memorie mecanică, ce permite stabilirea cu precizie a variațiilor presiunii barometrice.

Indicatorul de poziție, bineînțeles, poate fi realizat și electronic, iar pentru acest lucru cursorul unui potențiometru este ideal. Un astfel de indicator nu este făcut numai pentru barometre, el poate fi de asemenea folosit cu un termometru, un higrometru, o baterie ce trebuie menținută sub observație, pe scurt – cu orice traductor ce furnizează o tensiune lent variabilă. Montajul constă dintr-un amplificator, IC1, și un etaj de afișare, IC2. Afișajul constă din 3 sau 9 LED-uri, la care dioda electroluminescentă din centru, D5, este galbenă și reprezintă punctul de origine. Potențiometrul P1 poate fi reglat astfel încât să aprindă această diodă. Atunci când tensiunea de intrare crește ușor, D6 (a cărei culoare depinde de aplicație) luminează; când aceasta scade, D4 (iarăși culoarea depinde de aplicație, dar va fi diferită de D6 ... D9) luminează. Variații mai mari ale semnalului de intrare determină ca D7 ... D9 sau, respectiv, D3 ... D0 să lumineze.





Întotdeauna P1 se poate regla în așa fel încât LED-ul central să lumineze. Potențiometrul poate fi prevăzut cu o scală gradată, pentru a permite citirea directă a tensiunii de intrare. Nu este dificil de a realiza o astfel de scală. Aplicați tensiuni de 0,1 V, 0,2 V ș.a.m.d., în pași de 0,1 V, și, pentru fiecare tensiune, rotiți P1 până când LED-ul central se aprinde. La fiecare poziție a lui P1 astfel găsită, trageți o linie subțire.

Sensibilitatea circuitului are o oarecare semnificație, deoarece este necesar aproape 1 V la pinul 5 al lui IC2 pentru a face ca D1 și D9 să lumineze. Deoarece amplificarea lui IC1 este unitară (R4/R3), la intrarea montajului, pentru a face ca aceste LED-uri să lumineze, este necesar aproape 1 V.

Amplificatorul operațional IC1 scade tensiunea de la cursorul lui P1 din semnalul de intrare și adună potențialul din punctul comun al rezistențelor R5 și R6 la rezultat.

Deoarece P1 este conectat la tensiunea de referință (1,28 V), numai această tensiune poate fi compensată. În sens strict, nu este nici un motiv ca P1 să nu fie conectat la bara de alimentare pozitivă, în serie cu o rezistență corespunzătoare. În acest caz afișajul este stabil numai dacă bara de alimentare este bine stabilizată.

Dacă sensibilitatea de intrare este prea mică,

valorile lui R4 și R2 pot fi mărite; observați, totuși, că aceste valori trebuie să fie identice.

Consumul de curent este determinat în primul rând de curentul ce străbate LED-urile și acesta este de aproape zece ori mai mare decât cel ce trece prin R5 și R6. Acest ultim curent este egal cu tensiunea de referință internă de 1,28 V împărțită la rezistența totală, R5 + R6. Curentul maxim prin LED-uri este de aproximativ 40 mA (curentul prin pinul 7 trebuie să nu depășească 4 mA!). În acest fel, curentul total nu va depăși 50 mA.

221 *Sirenă*

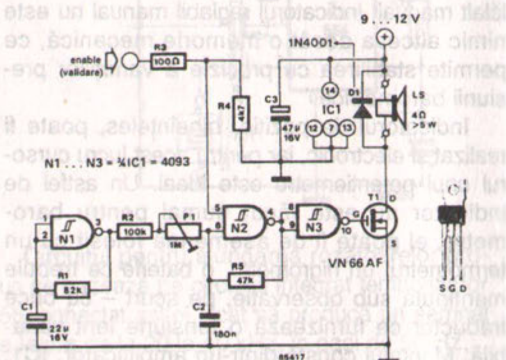
În ciuda aspectului său modest, montajul prezentat aici este capabil să genereze un sunet. Acest lucru este posibil datorită MOSFET-ului cu canal n, T1, care comandă un difuzor.

Un astfel de MOSFET poate fi comandat direct de circuite logice CMOS și tipul ales aici are o rezistență de ieșire (= drenă - sursă) de numai trei ohmi. Mai mult chiar, curentul său de drenă poate fi maxim 1,7 A, în timp ce tensiunea maximă drenă - sursă este de 40 V.

Acești parametri sunt independenți de polaritatea tensiunii aplicate, deoarece dispozitivul are încorporată o diodă de protecție.

Deoarece MOSFET-ul este virtual indestructibil, este corect să-l cuplăm chiar cu un difuzor.

Montajul poate fi comandat în mod simplu de un computer și devine operațional dacă facem intrarea ENABLE logic unu (lucru care poate fi realizat cu un simplu întrerupător, în locul computerului). Când intrarea la pinul 5 al porții N2 este în stare sus, impulsurile de la triggerul

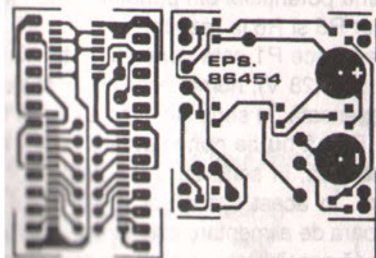


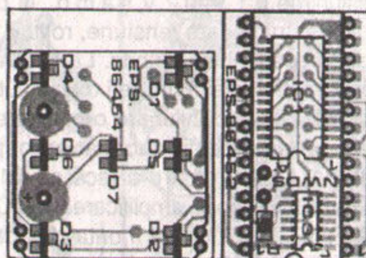
Schmitt N1 determină pe N2 să oscileze. Ieșirea lui N2 este aplicată MOSFET-ului prin circuitul tampon (buffer) N3. Frecvența lui N2 poate fi reglată cu P1.

Ca aplicație, sirena se pretează a fi utilizată în instalațiile de alarmă.

222 *Zar în tehnologie SMD*

„Alea iacta est" (zarurile au fost aruncate) a spus cineva cu câțiva ani în urmă și s-a angajat imediat în acțiuni militare deosebite, care au fost în general consemnate ca fiind decisive pentru istoria mondială. Oricare ar fi importanța relativă a deciziei de atunci a acestei perso-





nalități notorii, el nu a folosit chiar un zar SMD ca acela descris aici, deoarece el a folosit cuvântul *aruncat* în locul unei construcții clauzale (bineînțeles, în latină) care să arate prezența unor impulsuri de tact obținute de la un oscilator realizat cu o poartă trigger Schmitt la intrarea corespunzătoare a unui numărător binar tip 4029 ce este încărcat cu starea 9 prin intermediul intrărilor de încărcare (preset) J0 ... J3, în timp ce ieșirile sale Q0 ... Q2 reprezintă una din cele 6 stări pseudoaleatoare 9 ... 15, după ce s-a îndepărtat degetul cuiva de pe contactele senzitive, plasate între oscilator și intrarea de tact a numărătorului.

Stările 9 ... 15 ale ieșirilor numărătorului au fost alese în defavoarea stărilor 1 ... 6, corelate cu presetarea 1, pentru ca CO (transport) să poată fi conectată la PE (permisie încărcare) prin intermediul inversorului N2. Această conexiune determină ca valoarea binară a ieșirilor Q0 ... Q2

Lista de componente (toate piesele sunt SMD):

Rezistențe:
R1, R2 = 100 k
R3 ... R6 = 560 Ω
Condensatoare:
C1 = 12 n
Semiconductoare:
D1 ... D7 = LED-uri tip CQV231 sau LSS10DO (Siemens)
IC1 = 4029
IC2 = 40106
Diverse:
contacte de baterie pentru montarea pe placă
placă cu circuit imprimat tip 86454
baterie de 9 V tip PP3

să varieze între 1 și 6, în timp ce Q3 este lăsată nefolosită. CO trece în starea jos de fiecare dată când numărătorul atinge starea de ieșire 16, și care nu poate fi reprezentată prin intermediul celor patru ieșiri binare ale circuitului integrat (2^4=16).

În consecință, numărătorul încarcă valoarea inițială 1 (9), în momentul în care PE trece în stare sus.

LED-urile D1 ... D7 sunt aranjate în uzuala fată „șase" a unui zar, iar numărul aleator este „bineînțeles" afișat ca o imitație a punctelor de pe fața unui cub.

În ce privește construcția zarului SMD, părțile mici sunt fixate pe o placă gata executată de circuit imprimat, tip 86454, ce se livrează împreună cu placa tip 86452 (partea de RAM pentru BBC și Electron, un circuit SMD din cadrul acestei lucrări).

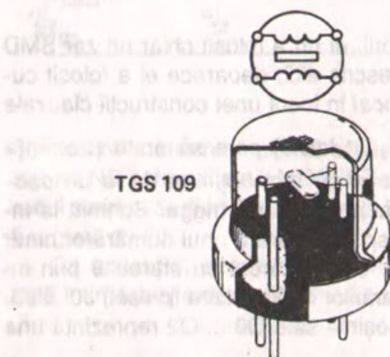
De remarcat că bateria de 9 V este fixată prin contacte direct pe placa de circuit imprimat, cu scopul de a realiza un montaj compact față în față cu placa ce conține LED-urile. Contactele de „aruncare" sunt patru fire lungi de pe fața cu LED-uri a plăcii, montate pe toate cele patru laturi. Punând degetele pe oricare două dintre aceste fire față în față, se va produce aprinderea tuturor celor șapte LED-uri, iar în momentul în care luăm mâna, se va afișa un număr pseudoaleator.

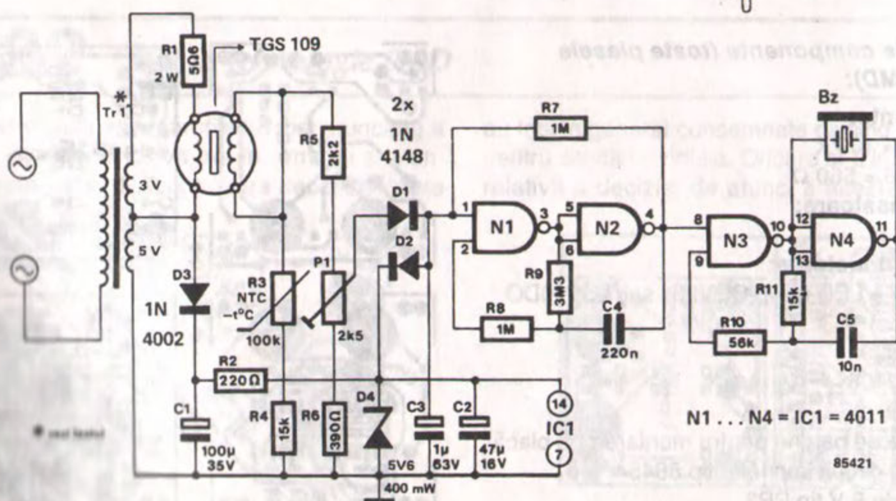
223 *Detector de fum și gaz*

Acest montaj a fost realizat ca un dispozitiv de prevenire. Toți am auzit despre accidente ce se produc datorită acumulărilor de gaz sau asfixieri – datorită fumului. Caracterul preventiv se manifestă prin avertizarea din timp, în cazul unei concentrații mari de gaz, într-o manieră ce nu provoacă explozia gazului.

Montajul se bazează pe un senzor tip TG109 care este sensibil la gazele enumerate în tabelul alăturat.

Alimentarea este asigurată de un transfor-





mator de sonerie de 8 V cu priză la 5 V. Tensiunea preluată de la înfășurarea de 5 V este redresată de D3, filtrată de C1 și stabilizată de R2, D4 și C2. Tensiunea continuă rezultată este de aproximativ 5,6 V și este utilizată pentru alimentarea lui IC1. Tensiunea alternativă de 3 V este folosită pentru alimentarea senzorului, ce are nevoie de 1 V la un curent de 0,5 A. Rezistorul R1 asigură căderea de tensiune necesară.

Inductanța mutuală dintre cele două înfășurări ale senzorului crește odată cu creșterea concentrației de gaz. Observați că nu este nici o diferență între cele două înfășurări; din acest motiv, senzorul poate fi plasat în soclu în orice poziție care i se potrivește. În practică, creșterea concentrației de gaz va produce creșterea tensiunii alternative în înfășurarea secundară a senzorului. Această tensiune este redresată cu D1 și filtrată de C3; nivelul ei (= sensibilitate) este selectat cu semireglabilul P1. Dioda D2 protejează una din intrările lui N1 împotriva nivelelor de intrare prea mari. Porțile N1-N2 și N3-N4 sunt multivibratoare astabile care determină intrarea în funcțiune a soneriei atunci când

Tabel

Hidrocarburi	izobutan $CH_5CH(CH_5)CH_3$
	n-butan $CH_3CH_2CH_2CH_3$
	etan CH_3CH_3
	propan CH_3H_8, $CH_3CH_2CH_3$
	metan CH_4
Gaze anorganice	hidrogen H
	amoniac NH_3
	monoxid de carbon CO
Solvenți organici	etanol CH_3CH_2OH
	acetonă C_3H_6O, CH_3COCH_3
	n-hexan $CH_3(CH_2)_4CH_3$
	benzen C_6H_6

este o concentrație prea mare de gaz.

Rezistența R3 este utilizată pentru a compensa schimbările de sensibilitate datorate variațiilor de temperatură. Detectorul poate fi realizat într-o carcasă mică, dar trebuie să țineți cont de disipația de căldură produsă de R1.

În sfârșit, în caz de alarmă, fiți atenți la cercetarea încăperii sau spațiului pentru care s-a declanșat alarma!

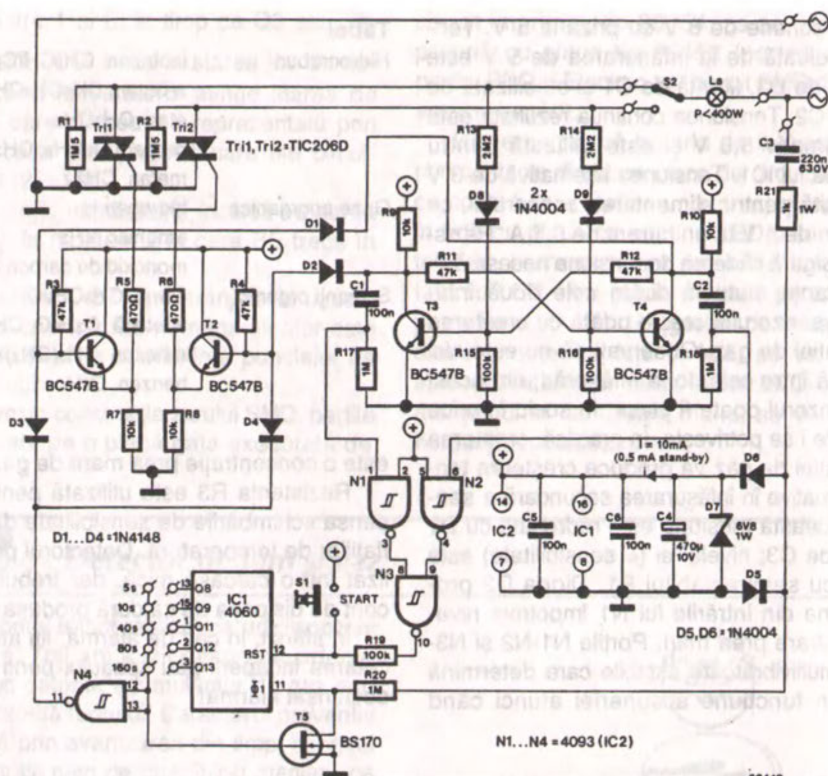
224 *Automat pentru iluminatul scărilor*

Montajul a fost proiectat să funcționeze ca o facilitate de întrerupere automată a alimentării binecunoscutului întrerupător de lumină de hotel, adică, combinația dintre două întrerupătoare pentru o singură lampă. Cu toate că nu este chiar o înlocuire exactă a unuia dintre cele două întrerupătoare de la capătul sau baza scărilor, automatul propus poate fi montat într-o cutie de distribuție corespunzătoare în care este disponibilă o fază de la rețea.

Schema circuitului arată că automatul este alimentat direct de la rețea. C3 și R21 realizează o impedanță serie corespunzătoare, care încarcă C4 cu 6,8 V, prin intermediul redresorului D6 și al diodei Zener D7. Bistabilul T3-T4 de tip set-reset ține cont de poziția lui S2 ce determină care dintre cele două triacuri va fi comandat și care va aprinde lumina. De fiecare dată când S2 este acționat, temporizatorul IC1 este pornit prin intermediul lui C1-R17, C2-R18, N1, N2 și N3; în această condiție, ieșirea ultimeia trece în starea sus, resetând IC1 și determinându-l să-și treacă toate ieșirile în starea jos. Observați cum condiția de reset poate de asemenea fi forțată prin acționarea lui S1.

FET-ul T5 este blocat la resetare și impulsurile de tact cu frecvența de 50 Hz sunt aplicate la intrarea ∅1 (intrare de tact) a lui IC1. Oricare dintre ieșirile Q8 ... Q13 ale temporizatorului poate fi conectată la intrările porții N4, cu scopul de a alege timpul dorit de funcționare a lămpii; intervale mai lungi pot fi obținute prin adăugarea unui numărător suplimentar.

După trecerea intervalului de timp selectat, T5 trece în conducție și împiedică pe IC1 să mai primească impulsuri de tact; astfel, starea numărătorului este blocată până când se aplică un impuls de reset la terminalul 12. În sfârșit, T1 și T2 asigură comanda în curent continuu a triacului respectiv, în timp ce simulatoarele de poartă ȘI D1-D3-R3 și D2-D4-R4 asigură alegerea corectă dintre Tri1 sau Tri2 pentru



alimentarea becului.

Montajul este realizat pe o placă de sticlotextolit și plasat într-o cutie de distribuție din ABS, ca înlocuitor al unuia dintre întrerupătoarele circuitului de iluminat de hotel.

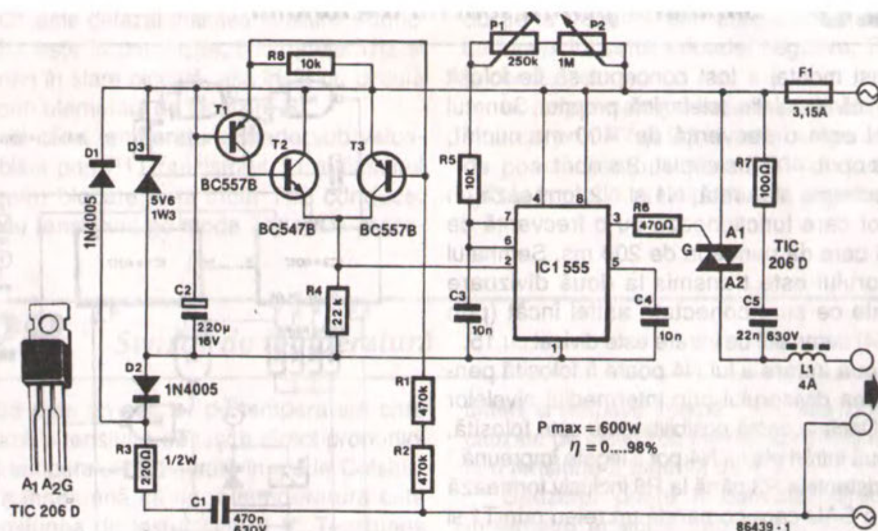
Deoarece multe dintre punctele montajului sunt la potențialul rețelei, trebuie luate precauții corespunzătoare în construcția și conectarea automatului. Observați că S1 trebuie să fie de tipul celor folosite la 240 V c.a., cu scopul de a oferi izolarea corespunzătoare față de tensiunea rețelei.

Tri1 și Tri2 nu necesită radiatoare dacă becul este de 100 W sau mai mic, datorită faptului că puterea maximă pentru triacuri este de aproximativ 400 W.

225 *Superatenuator*

Multe dintre atenuatoare folosesc diode comandate (triac sau tiristor) care sunt comandate la un unghi fix al fazei și care conduc apoi până la următoarea trecere prin zero a tensiunii de rețea. Această metodă este simplă dar, în același timp, generează probleme în comandarea unor sarcini reduse sau inductive (histerezis; pâlpâire). Cauza acestor probleme rezidă în faptul că, având un curent mic de sarcină, curentul de bază aplicat porților este insuficient pentru a permite menținerea în conducție. Aceasta înseamnă că o zonă a caracteristicii de comandă nu este utilizată. Efectul este și mai neplăcut atunci când sarcina este inductivă.

Montajul propus oferă o soluție ce asigură SCR-urile cu un curent continuu de poartă, așa încât pot fi comandate chiar și sarcini de un watt. Pentru a menține montajul cât mai mic și cât mai

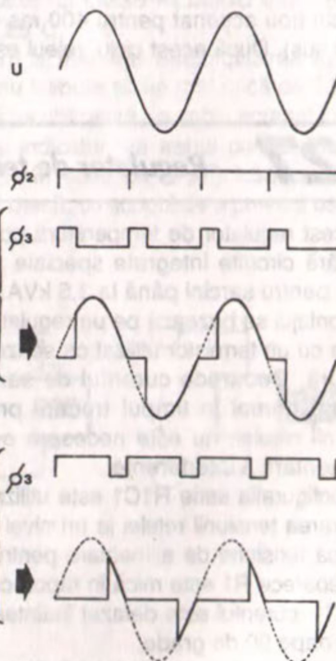


simplu posibil, s-a apelat la binecunoscutul temporizator 555.

Ieșirea lui 555, ce este în mod normal activă în starea sus, este făcută activă în stare jos prin intermediul unei tensiuni de alimentare negative. Alimentarea este asigurată de rețeaua C1-R3, redresorul D1-D2 și stabilizatorul D3-C2. Tranzistoarele T1 ... T3 asigură un impuls de start la intrarea de basculare a lui 555 în momentul trecerii prin zero a tensiunii de rețea. Pentru o perioadă, determinată de poziția lui P1 și P2, ieșirea temporizatorului este sus și, din această cauză, nu este virtual nici o diferență de potențial între pinii 3 și 8, deci SCR-ul este blocat. După ce perioada de acționare a trecut, pinul 3 trece în stare jos și SCR-ul este comutat. Pentru jumătatea de perioadă rămasă, un curent de poartă menține SCR-ul în conducție. Poziția minimă la care, de exemplu, un bec electric luminează, este stabilită cu P1.

Filtrul R7-C5-L1 asigură decuplarea necesară SCR-ului.

În final, observați că puterea maximă care poate fi comandată este de numai 600 W.



226 *Simulator pentru soneria telefonului*

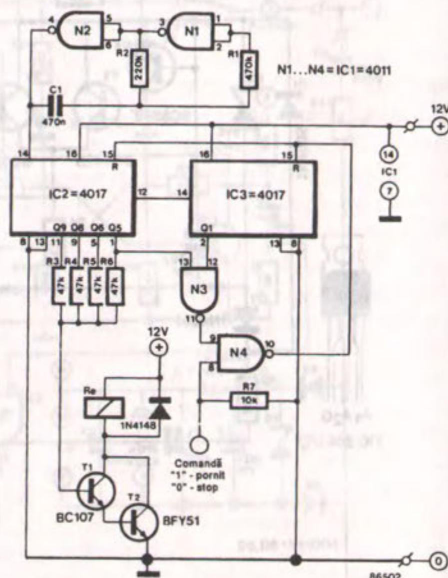
Acest montaj a fost conceput să fie folosit într-o mică instalație telefonică proprie. Sunetul de apel este o secvență de: 400 ms cuplat, 200 ms oprit, 400 ms cuplat, 2 s oprit.

În schema alăturată, N1 și N2 formează un oscilator care funcționează cu o frecvență de 5 Hz și care dă perioada de 200 ms. Semnalul oscilatorului este transmis la două divizoare zecimale ce sunt conectate astfel încât (prin N3 și N4) semnalul de intrare este divizat cu 15.

A doua intrare a lui N4 poate fi folosită pentru oprirea divizorului prin intermediul nivelelor logice. Dacă această posibilitate nu este folosită, cele două intrări ale lui N4 pot fi legate împreună.

Rezistențele R3 până la R6 inclusiv formează o poartă SAU care comandă un releu prin T1 și T2, ce sunt conectate în montaj Darlington.

Ieșirile 5 până la 9 ale lui IC2 trec în stare sus secvențial, astfel încât releul este anclanșat timp de 400 ms (când 5 și 6 sunt sus), dezactivat 200 ms (ieșirea 7 nu este conectată), apoi din nou acționat pentru 400 ms (când 8 și 9 sunt sus). După acest ciclu, releul este dezactivat timp de 10 perioade = 2 s, după care ciclul este repetat de la sine.



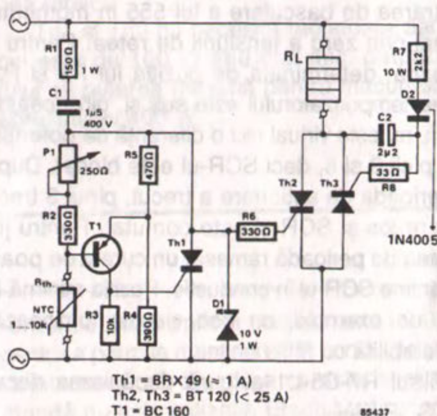
227 *Regulator de temperatură cu comutare la trecerea prin zero*

Acest regulator de temperatură poate fi realizat fără circuite integrate speciale și poate fi folosit pentru sarcini până la 3,5 kVA.

Montajul se bazează pe un regulator în două puncte cu un termistor utilizat ca senzor de temperatură. Deoarece curentul de sarcină este comutat numai în timpul trecerii prin zero a tensiunii rețelei, nu este necesară o eliminare suplimentară a interferenței.

Configurația serie R1C1 este utilizată pentru micșorarea tensiunii rețelei la un nivel corespunzător ca tensiune de alimentare pentru triggerul T1. Deoarece R1 este mică în raport cu reactanța lui C1, curentul este defazat înaintea tensiunii cu aproape 90 de grade.

Dacă temperatura ambiantă este mai mare decât o valoare prestabilită, determinată de potențiometrul P1, rezistența lui Rth este destul de mică pentru a determina intrarea în conducție a lui T1.



Tiristorul Th1 este alimentat cu curent de poartă și trece în conducție în timpul semial-

ternanței negative a rețelei, deoarece curentul prin R1C1 este defazat înaintea tensiunii. Atunci când Th1 este în conducție, tiristoarele Th2 și Th3 rămân în stare blocată, așa încât nu circulă curent prin elementul de încălzire RL.

Atunci când temperatura scade sub valoarea stabilită prin P1, tranzistorul T1 și tiristorul Th1 rămân blocate, așa încât Th2 conduce. Deoarece tensiunea pe dioda Zener D1 precede în fază tensiunea rețelei, Th2 trece în conducție la trecerea prin zero a tensiunii rețelei. La începutul semiperioadei negative, Th3 trece în conducție.

În timpul semiperioadei pozitive, C2 este încărcat prin R7 și D2 și astfel asigură curentul de poartă pentru trecerea în conducție a lui Th3 la începutul semiperioadei negative.

228 *Senzor de temperatură*

LM35 este un senzor de temperatură care furnizează o tensiune de ieșire direct proporțională cu temperatura măsurată în grade Celsius. Aceasta înseamnă că dacă temperatura este 0°C tensiunea de ieșire este 0 V. Tensiunea de ieșire crește cu zece mV pentru fiecare grad Celsius, adică la 19,8°C tensiunea de ieșire este 0,198 V.

. Aceasta prezintă un avantaj major în raport cu alți senzori de temperatură calibrați în grade Kelvin. Folosind astfel de senzori pentru a măsura în grade Celsius, este necesară o tensiune de referință foarte stabilă, care trebuie scăzută din valoarea de ieșire.

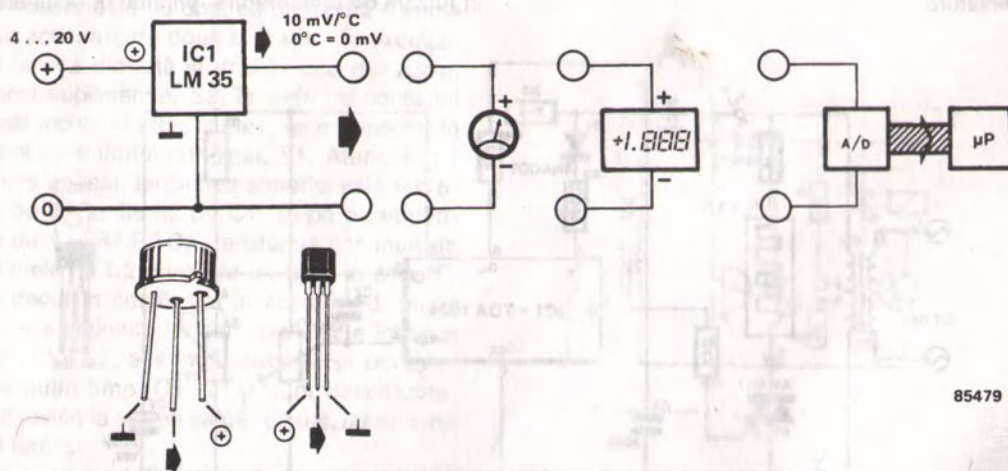
Un alt avantaj al lui LM35 este consumul foarte redus de curent, care este mai mic de 60 µA. Aceasta înseamnă o viață lungă pentru baterii și disipație internă mică, așa încât erorile cauzate de încălzirea internă sunt minime: 0,1°C la o tensiune a bateriei de 4 V.

Senzorul poate fi conectat direct la un multimetru analogic sau digital, sau, mai interesant, la un computer ce poate apoi prelucra și stoca informația. O interfață convenabilă pentru acest scop este descrisă în *Digitizarea citirilor directe*, aflată pe undeva în această carte.

Precizia lui LM35 / LM35C este, tipic, de 0,4°C la 25°C.

Pentru a menține autoîncălzirea la minim, sarcina nu trebuie să fie mai mică de 5 kΩ.

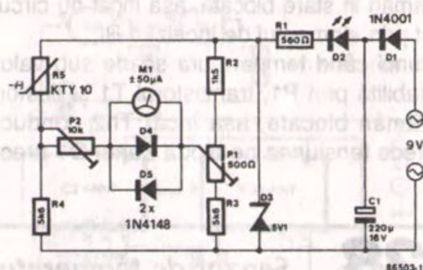
Dacă se utilizează un cablu ecranat lung între senzor și indicator, va trebui conectată o rețea RC (10 Ω în serie cu 1 µF) între ieșirea senzorului și masă, cu scopul de a preveni oscilațiile.



229 *Termometru*

În centrul acestui montaj simplu este binecunoscutul senzor de temperatură produs de Siemens, KTY10. Senzorul de solicitare este, în principiu, o rezistență dependentă de temperatură, conectată, în cazul nostru, pe un braț al unei punți. Semireglabilul P1 asigură echilibrarea punții la 0°C. La această temperatură, cadrul mobil al aparatului M1 trebuie să rămână nemișcat, adică acul să fie în poziție centrală. Variațiile de temperatură produc dezechilibrarea punții, și aceasta va determina o indicație proporțională pe instrument. Calibrarea, să spunem, la 20°C, este realizată prin intermediul lui P2.

Puntea este alimentată de o sursă stabilizată de 5,1 V, realizată cu o diodă Zener compensată cu temperatura. Se poate de asemenea alimenta termometrul la o baterie de 9 V, situație în care D1-D3, R1 și C1 sunt înlocuite cu un regulator de tensiune tip 78L05, deoarece acesta este mult mai economic în ceea ce privește consumul de curent.



230 *Încălzitor pentru sol, comandat prin termostat*

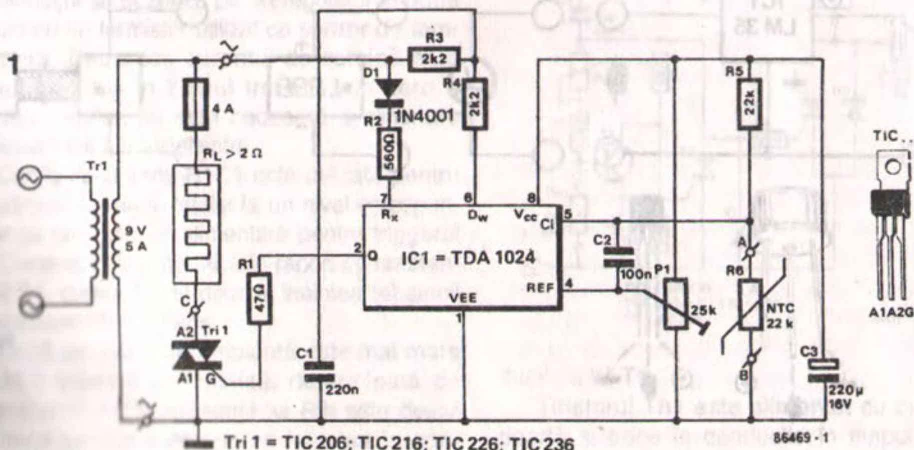
Mulți oameni pasionați de creșterea plantelor insistă asupra faptului că unele dintre multele specii exotice, cum ar fi unele orhidee și ciuperci, se dezvoltă optim într-un sol cald și la o umiditate relativ ridicată.

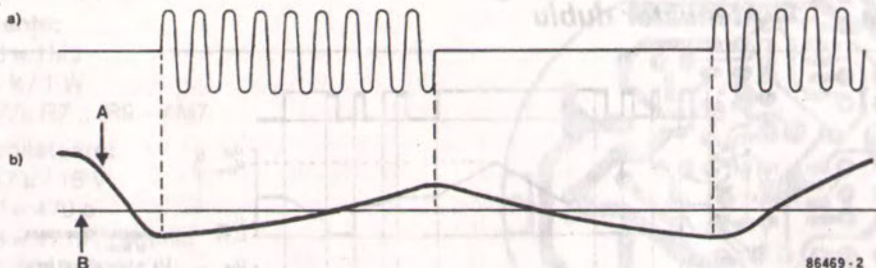
Fie că este sau nu o prezumție corectă, acest montaj oferă posibilitatea de a menține o temperatură constantă a solului într-un cuptor în miniatură.

Elementul de încălzire este realizat din mai multe spire din fir de oțel protejat cu plastic, de tipul celui folosit în grădinărit.

Firul folosit în cadrul prototipului a avut un diametru de 1 mm și o rezistivitate de aproximativ 0,2 Ω pe metru.

Schema montajului încălzitorului pentru sol arată că elementul de încălzire este comandat, în funcție de temperatură, prin intermediul unui





triac comandat de un termostat electronic de tip TDA1024, care primește informațiile necesare cu privire la temperatura solului de la R6, un senzor de tip NTC.

Montajul este alimentat de la secundarul transformatorului prin intermediul redresorului D1 și al rezistenței serie R2.

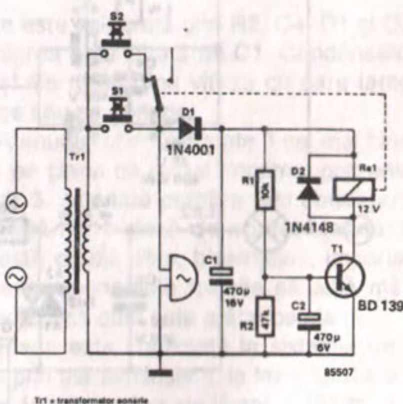
Stabilizarea de 6,5 V este internă circuitului integrat și C3 filtrează această tensiune. R3 și R4 asigură circuitul integrat cu un semnal de sincronizare de la rețea, în timp ce C1 realizează o comandă în fază, astfel încât tensiunea relativ redusă de funcționare încă poate asigura corecta sincronizare la trecerea prin zero.

Circuitul senzorului de temperatură este compus din R5, R6 și P1. Senzorul propriu-zis, R6, trebuie plasat în sol într-o poziție convenabilă și desigur bine izolat electric. Temperatura optimă a solului, ce trebuie stabilită prin încercări, este reglabilă cu semireglabilul P1; figura 2 prezintă legătura dintre temperatura solului, tensiunea pe elementul de încălzire și temperatura prescrisă.

Dacă este necesar, se poate îngropa în sol un element de încălzire mai puternic, dar în acest caz valorile siguranțelor pentru Tr1 și Tri1 trebuie schimbate în mod corespunzător. Tensiunea secundară a transformatorului, totuși, trebuie să rămână de 9 V. Cu componentele din schemă, energia de încălzire este de aproximativ 40 de jouli.

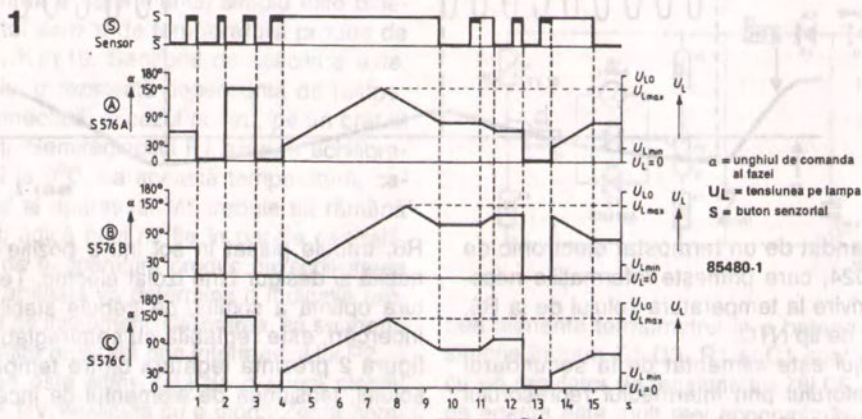
231 Buton dublu pentru sonerie

Adesea, este de dorit ca o singură sonerie să fie acționată de două butoane, de exemplu unul la ușa din față și unul la ușa din spate. Butonul suplimentar, S2, în serie cu contactul normal închis al releului Re1, este conectat în paralel cu butonul principal, S1. Atunci când S2 este apăsat, tensiunea soneriei este redresată de D1 și filtrată de C1. După o temporizare de τ = R1·R2·C2, tensiunea continuă de la bornele lui C2 crește la un nivel la care T1 este trecut în conducție. În acest mod, releul Re1 este acționat, iar contactele sale întrerup circuitul lui S2, așa încât soneria se oprește. După puțin timp, C1 și C2 sunt descărcate, releul revine la starea sa de repaus, iar soneria sună iarăși.



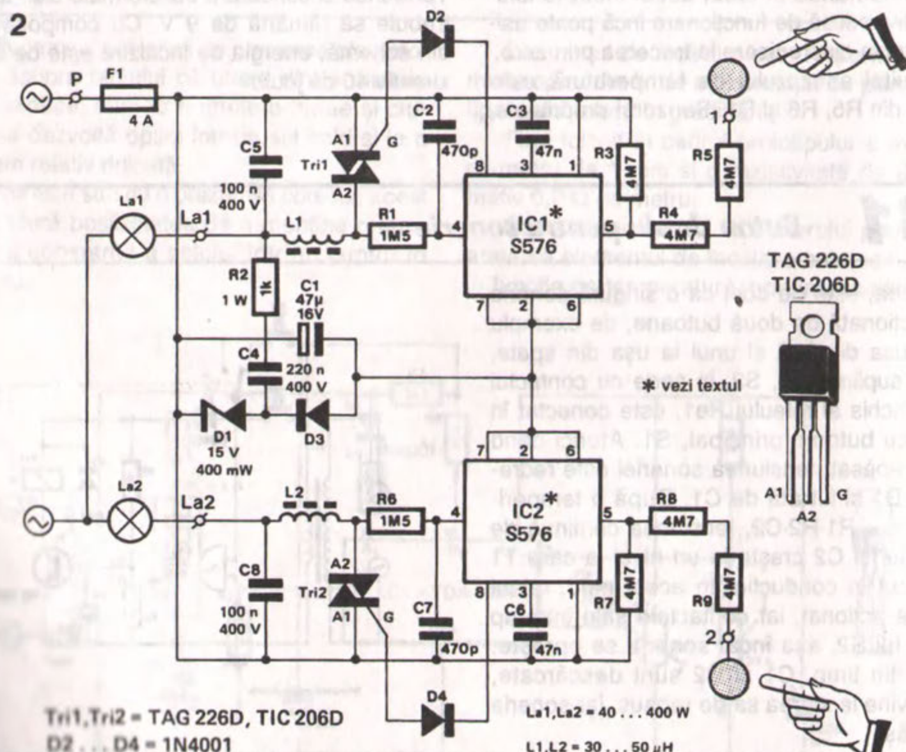
În acest mod, S1 va produce un sunet continuu, în timp ce S2 va produce sunete scurte, așa încât este clar care dintre butoane a fost acționat.

232 *Atenuator dublu*



Circuitele de atenuare sunt foarte obișnuite, iar acesta oferă două posibilități de comandă într-un singur montaj.

Comanda fiecărei secțiuni este realizată de circuitul tip S576, care este o versiune îmbunătățită a lui S566. Acest tip de circuit integrat



Lista de componente:

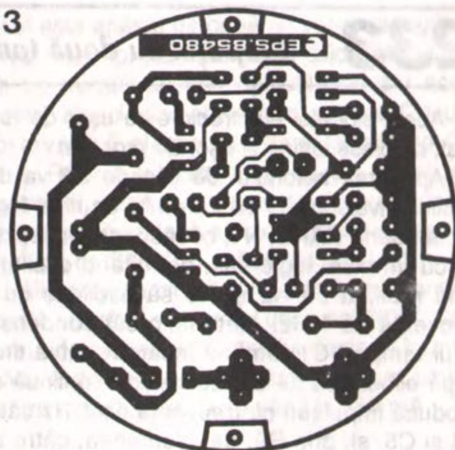
Rezistențe:
R1, R6 = 1M5
R2 = 1 k / 1 W
R3 ... R5, R7 ... R9 = 4M7

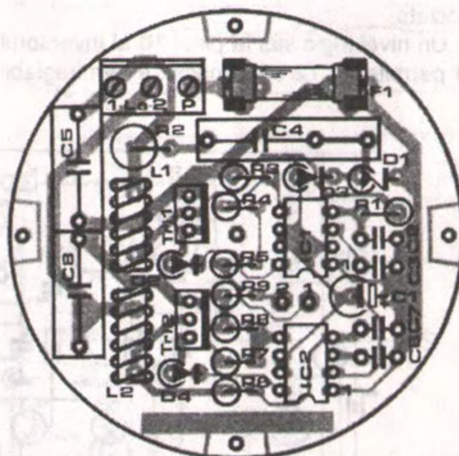
Condensatoare:
C1 = 47 µ / 16 V
C2, C7 = 470 p
C3, C6 = 47 nF, ceramic
C4 = 220 n / 400 V
C5, C8 = 100 nF / 400 V

Semiconductoare:
D1 = diodă Zener 15 V / 400 mW
D2 ... D4 = 1N4001
IC1, IC2 = S576 (vezi textul pentru fiecare versiune)
Tri1, Tri2 = TAG226D sau TIC206D

Diverse:
L1, L2 = 30 ... 50 µH / 2 A
F1 = fuzibil normal, 4 A, și suportul corespunzător pentru cablaj
un conector ceramic cu trei borne (5 A)
placă cu circuit imprimat PCB 85480

3





comandă faza în funcție de un impuls de comandă scurt sau lung ce provine de la un buton senzorial. Impulsurile mai scurte de 60 ms sunt tratate ca zgomote.

Impulsurile scurte cuprinse între 60 ms și 400 ms determină ca becul să fie aprins sau stins, în funcție de starea în care se află. Dacă butonul senzorial este atins mai mult de 400 ms, lampa corespunzătoare este stinsă cu o anumită viteză. Dacă degetul este menținut pe buton, lampa se va stinge complet și apoi se va aprinde iarăși, încet: când ea va atinge strălucirea maximă (și degetul este menținut în continuare pe placă) se va stinge din nou, ș.a.m.d.

Circuitul S576 este disponibil în trei versiuni: A, B și C. Cu versiunile A și C, lampa se va stinge și aprinde întotdeauna la jumătatea gradului de strălucire și va atinge întotdeauna în primul rând strălucirea maximă, înainte de a-și diminua luminozitatea. Versiunea B este interesantă prin faptul că ține minte ultimul nivel de strălucire, așa încât lampa întotdeauna este aprinsă sau stinsă în funcție de ultimul reglaj. Aceste variate posibilități sunt rezumate în figura 1.

Montajul atenuatorului dublu este prezentat în figura 2. Alimentarea pentru circuitele integrate este asigurată prin R2, C4, D1 și D3. Alimentarea este filtrată de C1. Condensatoarele C3 și C6 determină viteza cu care lampa se stinge sau se aprinde.

Atenuatorul dublu poate fi cel mai bine realizat pe placa cu circuit imprimat prezentată în figura 3. Această placă a fost concepută a fi montată într-o doză de aparat standard. Din această cauză este, bineînțeles, important ca toate componentele folosite să aibă mărimea corectă, așa cum este arătat pe placă.

Placa este conectată la sistemul de iluminare prin trei terminale: L la fază, iar S1 și S2 la firele de întrerupător ale lămpilor. Punctul comun al lămpilor este (deja) conectat la nul.

Țineți cont că atenuatorul nu poate fi folosit la tuburile de neon.

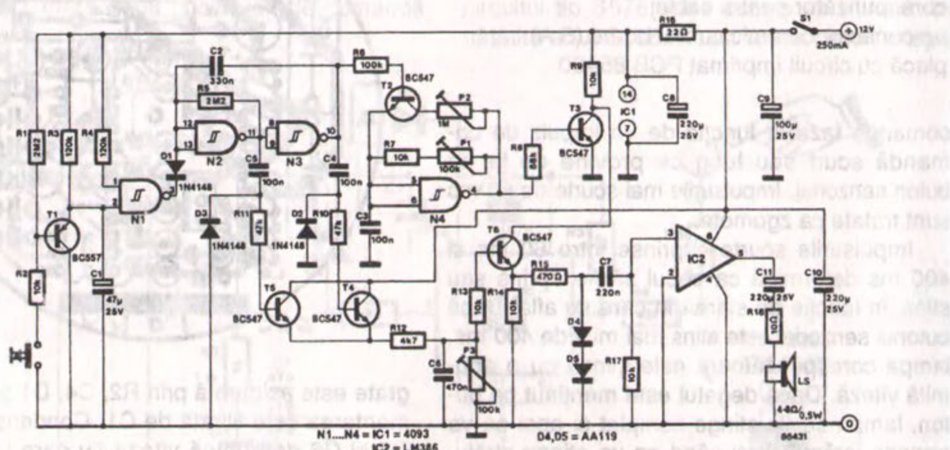
233 *Clopoțel cu două tonuri*

Acest clopoțel electronic este ușor de realizat, cu piese ieftine și ușor de procurat.

Apăsarea butonului de sonerie S2 va determina inversorul T1 să transmită un nivel logic jos la poarta NAND, N1, ce răspunde la ieșirea sa cu un nivel logic sus, permițând oscilatorului realizat cu N2 și N3 să oscileze cu o frecvență de 1 Hz. Atâta timp cât condensatorul tampon C1 rămâne încărcat câtva timp după eliberarea lui S2, oscilatorul continuă să producă impulsuri cu frecvența de 1 Hz către C4 și C5, și, prin R6, de asemenea, către un alt oscilator realizat cu N4 și componentele sale asociate.

Un nivel logic sus la pinul 10 al inversorului N3 permite lui T2 să conecteze semireglabilul P2 în paralel cu componentele R7-P1, care dictează frecvența. Acest lucru va determina ca frecvența lui N4 să facă un salt de câțiva hertzi. Cele două frecvențe suprapuse pot fi reglate după dorință, cu P1 și P2.

În plus, pentru a controla frecvențele de ton ale clopoțelului, impulsurile de 1 Hz determină de asemenea forma anvelopei sunetului de clopoțel rezultat prin intermediul lui T4-T5 și al componentelor asociate. Semireglabilul P3 este folosit pentru alegerea caracteristicii de cădere dorită, în timp ce repetorul pe emitor T6 funcționează ca un foarte simplu amplificator comandat în tensiune și care atacă amplificatorul AF de ieșire LM386.



234 *Comandă pentru ventilator*

Multe toalete sunt prevăzute cu un ventilator, care este pus în funcțiune odată cu lumina de la toaletă. Dacă nu orice utilizare a toaletei necesită pornirea ventilatorului; acest montaj oferă o metodă îmbunătățită de comandă, care încă se bazează pe folosirea luminii de la toaletă.

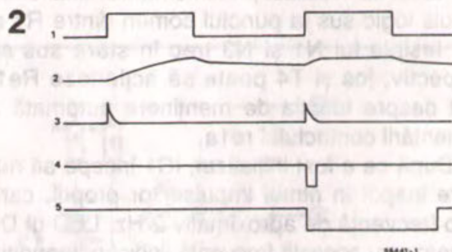
Configurația de circuit marcată cu I în fig. 1 poate fi folosită în cazul în care ventilatorul toaletei este alimentat de la aceleași fire ca și lumina. Puntea redresoare B1 și optocuplorul TIL113 folosesc la a detecta dacă lumina de la toaletă a fost aprinsă sau nu. Ventilatorul este făcut să pornească după ce întrerupătorul a fost acționat de două ori. În acest caz, ieșirea lui N1 va trece în stare sus de două ori, prima dată C4 este încărcat, a doua oară va determina ca pinul 6 al lui N2 să devină logic sus, în

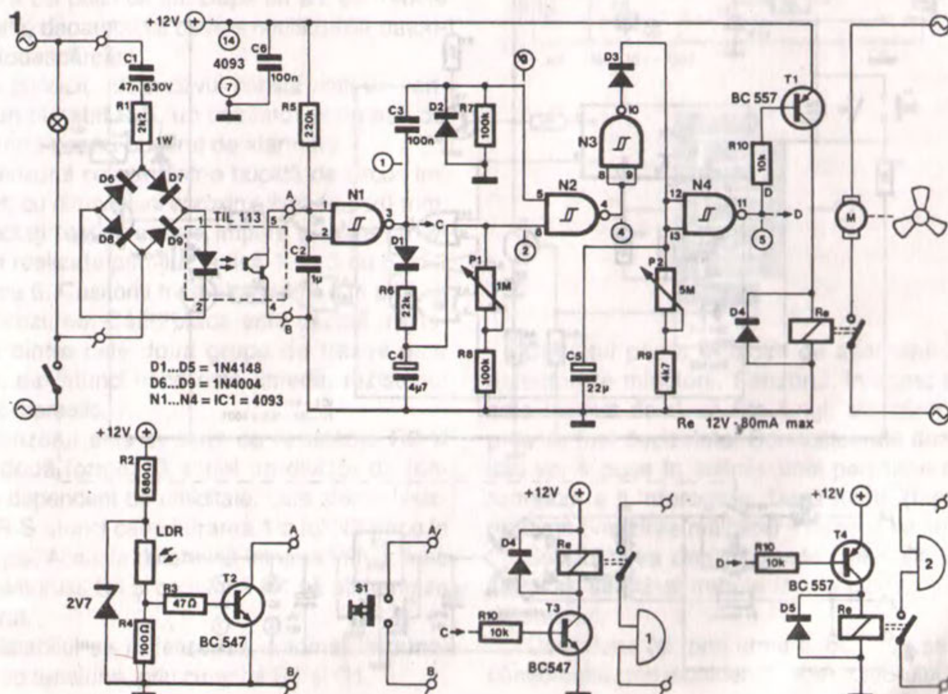
timp ce ieșirea acestei porți NAND trigger Schmitt va furniza un impuls logic jos către N3, atunci când tensiunea în punctul 3 atinge nivelul logic unu (vezi diagrama de timp din fig. 2). N3, apoi, încarcă C5 care, împreună cu P2 și R9, determină timpul de funcționare a ventilatorului, în timp ce P1, C4 și R8 stabilesc intervalul maxim dintre primirea primului și a celui de-al doilea impuls de basculare.

Varianta de circuit cu T2 poate fi folosită dacă nu se dorește să se cableze un fir suplimentar la bec, cu scopul de a obține impulsurile de basculare; LDR-ul trebuie plasat cât mai aproape de bec, pentru a preîntâmpina erorile de basculare cauzate de lumina zilei. Utilizarea LDR-ului nu schimbă funcționarea de bază a montajului, iar metoda indirectă de basculare este, de fapt, de preferat, în raport cu riscul produs de o legătură directă a rețelei, așa cum este cazul primei opțiuni de circuit menționate.

O altă utilizare interesantă a montajului, în varianta care include S1, T3 și T4, este o versiune semiinteligentă a soneriei. Soneria 1 va funcționa de fiecare dată când S1 este apăsat, în timp ce soneria 2 va suna numai dacă butonul este apăsat de două ori într-un anumit interval de timp. Nu este nici o dificultate să găsiți un număr de aplicații utile pentru acest montaj, atunci când are utilizări casnice. Oricum, observați că elementele de temporizare C4, P1 și R8 vor schimba locul cu C5, P2 și respectiv R9, dacă se dorește ca a doua sonerie să fie făcută să tacă aproximativ 50 de secunde după ce S1 a fost apăsat de două ori.

Alimentarea circuitului poate fi una convențională, utilizând regulatorul universal 78XX. Consumul de curent al montajului depinde în mare măsură de tipul releului, dar o valoare uzuală pentru acesta este de 50 până la 180 mA.





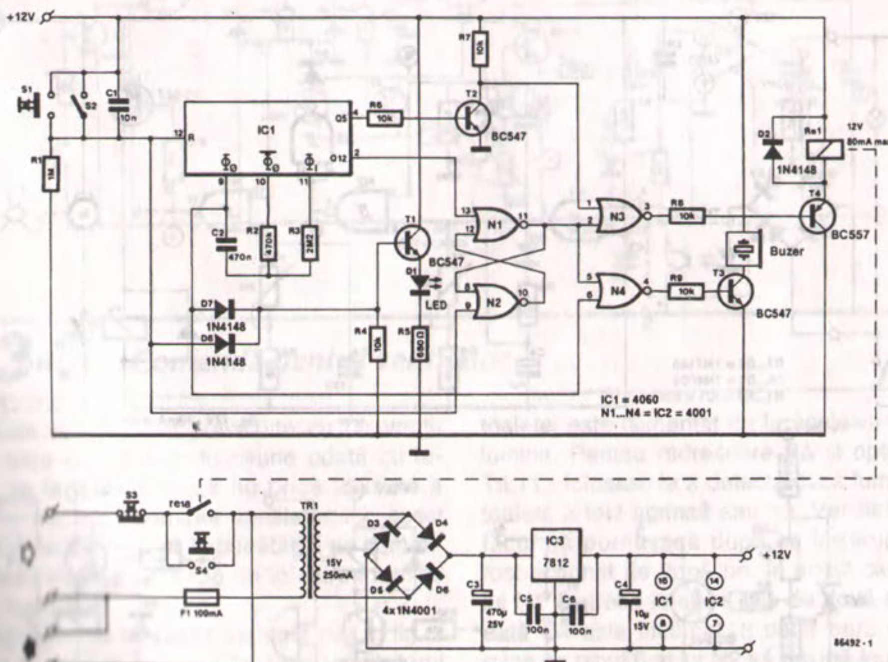
235 *Circuit de supraveghere*

Acest temporizator deconectează în mod automat echipamente lăsate să funcționeze nesupravegheate mai mult de 30 de minute.

Funcționarea montajului este ușor de înțeles urmărind funcțiile de pornire și oprire temporizată. Imediat ce S4 a fost acționat, contactele de releu se închid și alimentează Tr1 și echipamentul conectat la priză. Acest lucru se întâmplă deoarece prezența inițială a tensiunii de alimentare de +12 V în circuit determină oscilatorul-numărător IC1 și bistabilul set / reset (S / R) N1-N2 să fie inițializat prin intermediul unui scurt impuls logic sus la punctul comun dintre R1 și C1. Ieșirile lui N1 și N3 trec în stare sus și, respectiv, jos și T4 poate să acționeze Re1. Atât despre funcția de menținere automată a alimentării contactului re1a.

După ce a fost inițializat, IC1 începe să numere înapoi în ritmul impulsurilor proprii, care au o frecvență de aproximativ 2 Hz. LED-ul D1 pulsează cu această frecvență, indicând condiția de numărare înapoi. Observați că S2 a fost prevăzut să inițializeze, adică să dezactiveze în mod permanent temporizatorul, caz în care D1 luminează permanent. Din acest motiv, LED-ul are trei funcții de indicator, în cazul acestui montaj: temporizator în funcțiune (pâlpâire), temporizator și echipament deconectat (stins) și temporizator oprit în timp ce echipamentul este alimentat (luminare continuă).

Atâta timp cât ieșirea Q12 a numărătorului rămâne în stare logică jos, tensiunea la colectorul lui T2 care inversează potențialul lui Q5 nu va permite curentului din bobina releului să fie întrerupt de T4. Dacă au trecut 34 de minute (T(Q12) = $1/2 \times 2^{12}$ = 2048 s) de când IC1 și N1-N2 au fost inițializate, Q12 trece în stare sus, determinând bistabilul realizat din cele două porți să basculeze; ieșirea lui N1 trece în stare jos, dar Re1 rămâne anclanșat de T4, deoarece cealaltă intrare a porții NOR, N3, este încă în stare sus, adică ieșirea Q5 a numărătorului nu a fost încă activată. Buzerul autooscilant începe să sune cu o frecvență de 2 Hz, deoarece T3 este comandat de poarta NOR N4 ce primește două nivele logice jos la intrările sale.



Utilizatorul este, astfel, avertizat că mai are la dispoziție 15 secunde să apese S1 pentru un alt interval de 34 de minute. Dacă nu se face acest lucru pentru inițializarea temporizatorului înaintea trecerii lui Q5 în stare sus, N3 blochează tranzistorul de comandă a releului, iar contactul re1a va deconecta, în consecință, tensiunea de rețea pentru Tr1, deci și echipamentul conectat.

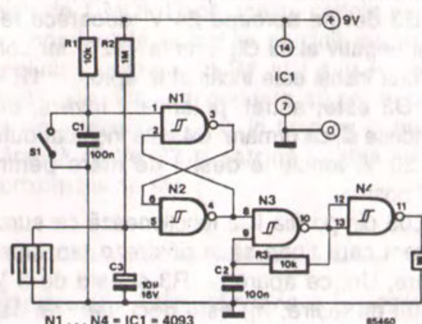
Descrierea anterioară a funcționării circuitului ne arată clar că apăsarea lui S1, sau bascularea lui S2, este singurul mijloc de a face ca buzerul să tacă și ca releul să nu deconecteze atât echipamentul cât și temporizatorul. Dacă se dorește, se poate acționa butonul S3 pentru a întrerupe alimentarea înainte de scurgerea unei jumătăți de oră, și asta fără plictisitorul sunet dat de buzer.

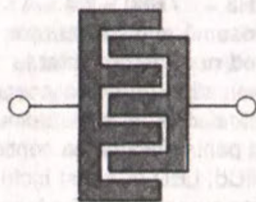
În final, intervalele de timp indicate pot fi modificate în funcție de cerințele fiecăruia, prin folosirea altor ieșiri de la numărător și / sau utilizarea unei alte frecvențe de tact pentru IC1 (adaptați valorile pentru R2-C2).

236 Detector de apă

Acest mic dispozitiv poate fi utilizat să furnizeze o alarmă sonoră când, de exemplu, furtunul unei mașini de spălat s-a spart sau când începe să plouă și trebuie să aduceți rufele în casă, sau vă poate chema la baie să închideți apa de la cadă. Nu avem nici o îndoială că vă veți gândi și la alte utilizări.

Montajul poate fi alimentat la o baterie de 9 V care, datorită consumului de curent foarte redus, va dura cel puțin un an. După un an, ea trebuie înlocuită, deoarece va deveni neutilizabilă datorită autodescărcării.





În principiu, dispozitivul constă dintr-un senzor, un bistabil R-S, un oscilator și un etaj de comandă pentru buzerul de alarmare.

Senzorul constă dintr-o bucată de circuit imprimat, cu dimensiuni aproximative: 40 x 20 mm. Conectați toate traseele impare și pare cu legături realizate prin fire, adică 1 cu 3 cu 5, și 2 cu 4 cu 6. Cositoriți traseele pentru a le proteja de coroziune. Când placa este uscată, rezistența dintre cele două grupe de trasee este mare, dar atunci când este umedă, rezistența scade dramatic.

Senzorul este în serie cu rezistența R2 și cele două formează astfel un divizor de tensiune dependent de umiditate, care șterge bistabilul R-S atunci când intrarea 1 a lui N2 trece în stare jos. Aceasta determină intrarea în funcțiune a oscilatorului N3 și comandă N4 să alimenteze buzerul.

Bistabilul se inițializează automat la punerea sub tensiune, prin circuitul R1 și C1.

Circuitul poate fi folosit de asemenea ca detector de minciuni. Senzorul, în acest caz, este înlocuit de două fire lungi, ale căror capete au fost dezizolate. Conductoarele dezizolate vor fi puse în mâinile unei persoane care urmează a fi interogate. Dacă minte (fapt ce produce umezirea mâinilor) – buzerul va suna.

Sensibilitatea circuitului este determinată de valoarea lui R2 și trebuie făcute câteva experimentări.

Oscilatorul (și, prin urmare, buzerul) se deconectează prin închiderea întrerupătorului S1.

237 Încărcător pentru acumulatoare NiCd de 12 V

Dacă vă așteptați să încărcați un acumulator NiCd de 12 V de la o baterie cu plumb de 12 V a autoturismului, vă veți da seama curând că acest lucru nu este posibil: tensiunea de încărcare ar trebui să fie ceva mai mare decât valoarea nominală a tensiunii. O baterie de 12 V poate fi încărcată de la o sursă de aproximativ 14 V.

Montajul prezentat aici este de fapt un dublor de tensiune construit cu binecunoscutul integrat 555. C.I. oscilează, ceea ce înseamnă că ieșirea 3 este conectată, alternativ, la masă și la tensiunea de alimentare de +12 V.

Când pinul 3 este în logic jos, C3 se încarcă, prin D2 și D3, la aproape 12 V. Când pinul 3 este la logic sus, tensiunea în punctul comun dintre C3 și D3 devine aproape 24 V, deoarece terminalul negativ al lui C3 este la +12 V iar condensatorul însuși este încărcat la aproape 12 V. Dioda D3 este, astfel, polarizată invers, dar D4 conduce și, ca urmare, C4 este încărcat puțin peste 20 V, tensiune destul de mare pentru scopul nostru.

78L05 din poziția IC2 funcționează ca sursă de curent care tinde să-și păstreze tensiunea de ieșire, Uη, ce apare pe R3 și este de 5 V. Curentul de ieșire, Iη, este deci ușor de calculat, din:

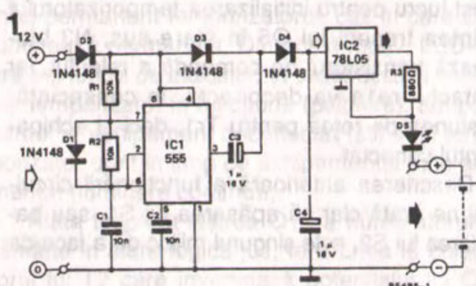
$I_\eta = U_\eta / R3 = 5 / 680 = 7,4$ mA

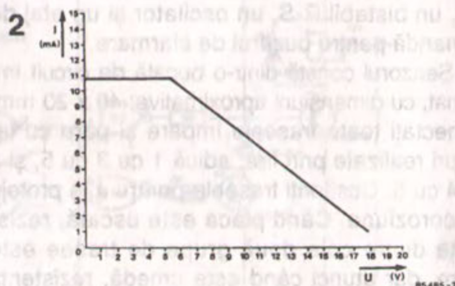
78L05 consumă el însuși curent; terminalul central (în mod normal, conectat la masă) furnizează aproximativ 3 mA. Din această cauză, curentul total de sarcină este de ordinul a 10 mA și este perfect pentru încărcarea continuă a acumulatorului NiCd. LED-ul a fost inclus pentru a indica prezența curentului de încărcare.

Caracteristica curentului de încărcare în funcție de tensiunea acumulatorului, din figura 2, arată că montajul nu este perfect: un acumulator de 12 V va fi încărcat cu un curent de numai 5 mA. Aceasta se datorează mai multor cauze:

- tensiunea de ieșire a montajului tinde să scadă odată cu creșterea curentului;
- căderea de tensiune pe 78L05 este de aproximativ 5 V și trebuie adăugată la cei 2,5 V necesari ca circuitul integrat să funcționeze corect;
- există o cădere de tensiune de aproximativ 1,5 V pe LED.

Țineți cont, în cele din urmă, că un acumulator NiCd de 12 V cu o capacitate de 500 mAh poate fi încărcat continuu cu un curent de 5 mA, ceea ce reprezintă 1% din capacitatea sa.





238 Redresor activ fără diode

Redresorul activ propus aici se bazează pe proprietatea că ieșirea unui amplificator operațional nu poate deveni negativă dacă alimentarea sa este asimetrică. Am utilizat un amplificator operațional RCA tip CA3130, care este ideal, deoarece el poate accepta intrări cu nivele de aproape 0 V și are un etaj de ieșire CMOS ce poate de asemenea lucra până la 0 V.

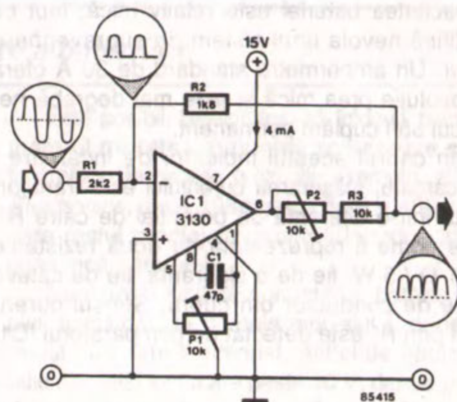
Cu o alimentare de 15 V, nivelul maxim de intrare este de aproximativ 1,2 Vef. Gama de frecvență, pentru o cădere a ieșirii de maxim 1 dB, se extinde de la curent continuu până dincolo de 25 kHz.

Semiperioada negativă de la intrarea amplificatorului operațional este inversată și amplificată cu un factor R2/R1. Semiperioada pozitivă este de asemenea inversată, dar, așa cum s-a stabilit, ieșirea amplificatorului operațional nu poate deveni negativă și, din această cauză, rămâne de 0 V. Semiperioada pozitivă este aplicată de asemenea la ieșirea amplificatorului operațional, prin divizorul rezistiv R1-R2-R3-P2. Rezultatul tuturor acestora este că sunt prezente la ieșire numai semiperioade pozitive, ca și cum ar avea loc o redresare bialternanță.

Dacă asimetria sursei este realizată corect cu P2, valorile de vârf ale semiperioadei negative inversate cât și ale semiperioadei pozitive sunt egale.

Semireglabilul P1 se reglează pentru a obține o ieșire zero, atunci când intrarea amplificatorului operațional este conectată la masă.

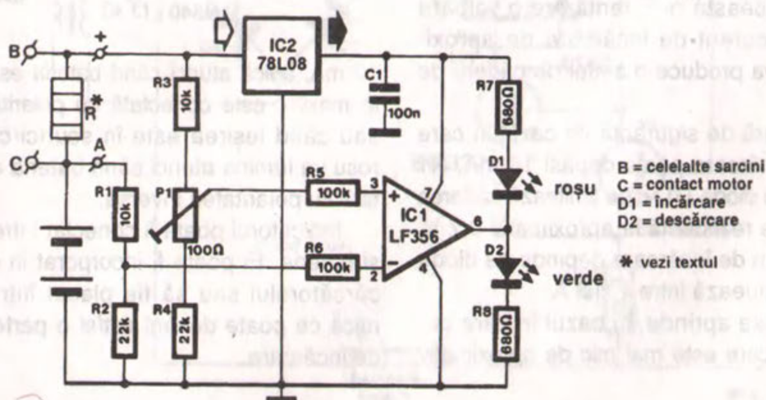
Redresorul are o intrare de joasă impedanță (impedanța sursei nu trebuie să fie mai mare de 100 Ω) și o impedanță mare la ieșire (impedanța de sarcină nu trebuie să fie mai mică de 1 MΩ). Dacă aceste cerințe cu privire la impedanțele sursei și sarcinii nu pot fi îndeplinite, valorile lui R1 și / sau R2 trebuie modificate: R1 + impedanța sursei trebuie să fie de aproximativ 2k2, în timp ce conexiunea paralelă dintre R3 și sarcină trebuie să fie de aproximativ 10 kΩ.



239 *Indicator pentru starea de încărcare / descărcare a bateriei*

Multe dintre automobilele și motocicletele din ziua de azi sunt echipate cu un indicator ce supraveghează tensiunea bateriei.

Oricum, acest instrument nu furnizează informații despre condiția bateriei sau dacă este încărcată la maxim. Dacă indicația voltmetrului este prea scăzută, bateria este într-o astfel de stare încât este necesară decuplarea sarcinilor mari pentru a păstra energie pentru pornirea ulterioară a motorului. În special la motociclete,



capacitatea bateriei este relativ mică, fapt ce justifică nevoia unui sistem de supraveghere sigur. Un ampermetru standard de 30 A oferă o rezoluție prea mică și este mai degrabă neplăcut să-l cuplăm permanent.

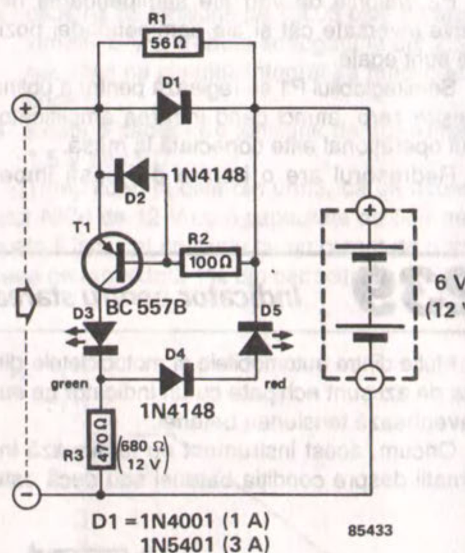
În cadrul acestui indicator de încărcare / descărcare, măsurarea curentului este transformată într-o diferență de potențial de către R*, care poate fi reprezentată de două rezistențe de 1 Ω / 5 W, fie de o siguranță, fie de câteva spire de conductor din cupru. Sensul curentului prin R* este detectat de comparatorul IC1, care indică încărcarea sau descărcarea bateriei prin aprinderea LED-ului corespunzător.

Semireglabilul de 100 Ω permite deplasarea în anumite limite a pragului de indicare. Terminalul + de intrare al indicatorului poate fi, cel mai corect, conectat la un punct în aval de (ceea ce, electric, înseamnă după) contactul autovehiculului, cu toate că este posibil să se prevadă montajul cu un întrerupător pornit / oprit separat.

În sfârșit, montajul se pretează a fi folosit în, sau la, vehicule dotate cu baterii de 12 V.

240 *Indicator pentru starea de încărcare a bateriei*

Bateriile cu acid și plăci de plumb încapsulate, de 6 V sau 12 V, se încarcă, în condiții normale, la o tensiune constantă de 2,3 V per celulă. Curentul de încărcare se reduce în timpul încărcării și, la atingerea unei valori de 10 mA, bateria se consideră încărcată la maxim. Pentru a verifica acest lucru, nu aveți nevoie de un ampermetru costisitor. Montajul prezentat folosește un LED (diodă luminescentă) pentru a indica momentul când bateria este încărcată la maxim.



LED-ul indicator verde este conectat în circuitul de colector al unui tranzistor p-n-p. Imediat ce tranzistorul conduce, LED-ul luminează. Aceasta se întâmplă atunci când căderea de tensiune pe R1 atinge pragul de polarizare directă a joncțiunii bază-emitor (aproximativ 0,6 V). Atunci când această rezistență are o valoare de 56 Ω, un curent de încărcare de aproximativ 10 mA va produce o astfel de cădere de tensiune.

Ca o măsură de siguranță, în cazul în care curentul de încărcare poate depăși 10 mA, R1 este șuntată de dioda D1, care limitează căderea de tensiune pe rezistență la aproximativ 0,7 V. Curentul maxim de încărcare depinde de dioda folosită și se situează între 1 și 3 A.

LED-ul nu se aprinde, în cazul în care curentul de încărcare este mai mic de aproximativ 10 mA, adică atunci când bateria este încărcată la maxim, este conectată cu polaritatea greșită sau când ieșirea este în scurtcircuit. LED-ul roșu va lumina atunci când bateria este conectată cu polaritatea inversă.

Indicatorul poate fi conectat între încărcător și baterie. El poate fi încorporat în carcasa încărcătorului sau să fie plasat într-o carcasă mică ce poate deveni astfel o parte a cablului de încărcare.

241 *Montaj de reîmprospătare a bateriilor*

Montajul a fost, inițial, proiectat pentru menținerea în bună stare a bateriilor cu acid și plăci de plumb care nu au fost utilizate o perioadă lungă de timp. El încarcă bateria, după care, aceasta se descarcă încet prin rezistența sa internă și prin montajul propus. Când starea de încărcare atinge un nivel predeterminat, încărcătorul este conectat din nou, bateria se încarcă și astfel ciclul se repetă.

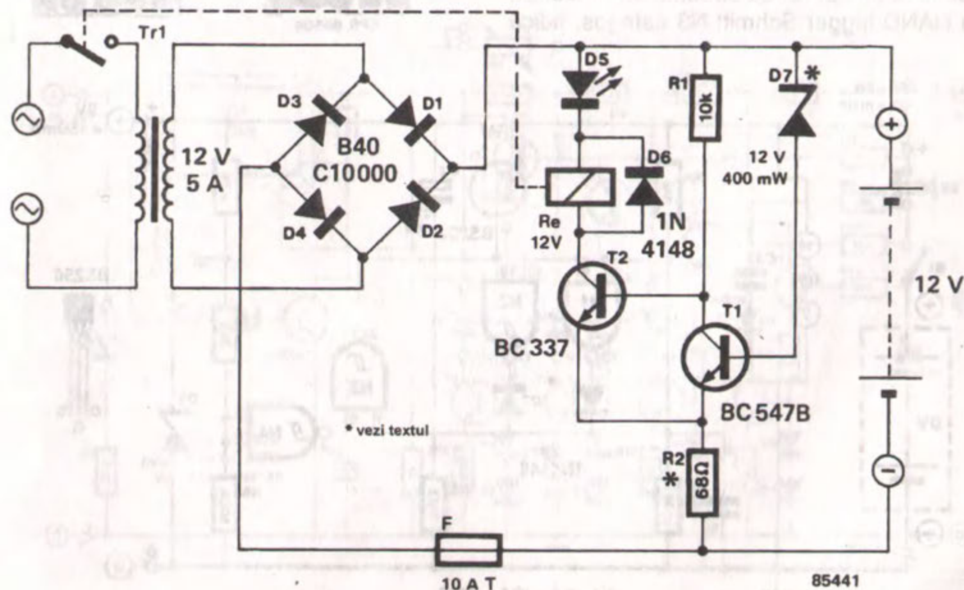
Montajul se bazează pe un trigger Schmitt T1/T2. Dioda Zener D7 determină starea de încărcare la care indicatorul este oprit. Rezistența R2 asigură histerezisul necesar. Cu alimentarea de la rețea deconectată și fără baterie conectată la terminalele de baterie, verificați cu tensiuni (de la o sursă de tensiune stabilizată) de 13,6 V și 12,5 V aplicate pe terminalele de baterie dacă releul decuplează sau, respectiv, cuplează. Pragul de „cuplare" poate fi corectat, de exemplu, prin conectarea unei diode 1N4148 (catodul de la linia de + !) în serie cu D7. Procesul de „decuplare" este corectat prin modificarea valorii lui R2, de exemplu, prin înlocuirea acestei componente cu un semireglabil de 100 Ω.

Este posibil, bineînțeles, să înlocuiți transformatorul de rețea și puntea redresoare cu un încărcător de baterie (vezi, de exemplu, *Elektor Electronics*, iunie 1984, paginile 6 ÷ 45), caz în care restul montajului poate fi introdus în carcasa încărcătorului.

Nu este posibil să conectați o baterie complet descărcată la bornele montajului, deoarece releul nu poate fi acționat. Astfel de baterii trebuie mai întâi încărcate peste 10 V, dar se poate, de asemenea, să plasați un întrerupător în paralel cu contactele releului și, astfel, să cuplați alimentarea de la rețea prin el.

Este posibil, desigur, să mențineți două baterii de 12 V, cu condiția de a dubla tensiunea secundară a transformatorului de rețea, tensiunea diodei Zener D7, histerezisul, tensiunea bobinei releului și să conectați bateriile în serie la bornele de ieșire. Siguranța F1 este necesară pentru a preîntâmpina scurtcircuitele. Primarul transformatorului poate fi protejat de asemenea printr-o siguranță (ca F1, lentă) de 1 A.

Montajul nu necesită condensator de filtrare, deoarece această funcție este asigurată de baterie.



242 Protecție pentru baterii

Acest montaj de protecție este deja încorporat în echipamentele alimentate de la baterie și care sunt destinate să funcționeze mai puțin de un minut; aplicații posibile ce ne trec prin minte includ telecomenzile cu IR, calculatoarele, etc. Uitând să deconectăm un astfel de aparat, apare irevocabil epuizarea bateriilor încorporate, după un anumit timp, deci trecerea curentului de așteptare în starea „jos".

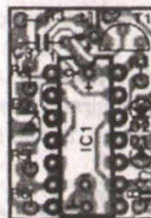
Montajul de protecție pentru baterii propus deconectează automat curentul de alimentare de la circuit, fie când a trecut aproximativ un minut de la punerea sub tensiune a acestuia, fie dacă tensiunea bateriei scade sub nivelul acceptabil pentru o funcționare normală.

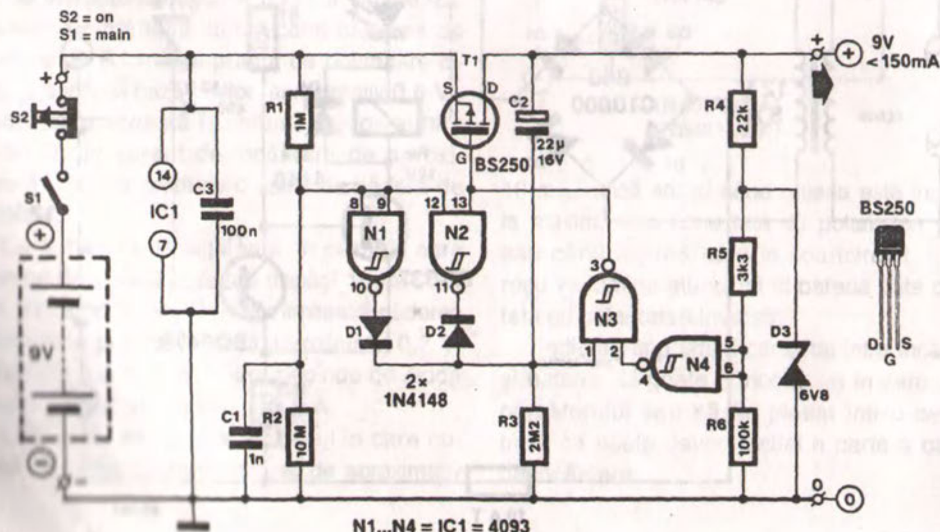
După cum este arătat în schemă, FET-ul regulator serie T1 poate lăsa să treacă un curent de maxim 150 mA și vă sfătuim să folosiți un tip mai puternic decât BS250, în cazul în care se estimează un consum al echipamentului conectat la bornele de ieșire mai mare de 100 mA. FET-ul BS250 produce o cădere de tensiune de aproximativ 0,5 V la un curent de drenă de 100 mA și 0,8 V la 150 mA, ceea ce înseamnă o conductibilitate directă considerabilă.

Deoarece T1 este un FET cu canal p, el conduce și alimentează circuitul când ieșirea porții NAND trigger Schmitt N3 este jos, adică atunci când ambele intrări ale porții sunt sus. Aceasta se întâmplă la cuplarea tensiunii, pentru că C2 este încă descărcat și intrările lui N4 sunt menținute la un nivel scăzut prin R6. În consecință, T1 este deschis și determină încărcarea lui C2 prin R3. După aproape un minut (constanta R-C), căderea de tensiune pe R3 este destul de mică pentru ca N3 să recunoască un nivel logic jos la pinul 1 și, prin aceasta, să-l blocheze pe T1. N2 asigură o funcție de menținere a acestei stări, căci altfel N3 poate oscila, menținând o scădere lentă a tensiunii pe R3.

La punerea sub tensiune, ieșirea lui N2 este trecută în stare sus prin intermediul rețelei (R-C) R1-R2-C1, prin care orice sarcină reziduală a lui C2 este descărcată; circuitul poate astfel să fie cuplat prin S2-S1 imediat după decuplarea automată.







Supravegherea tensiunii bateriei este realizată de D3, R5, R6 și N4. Nivelul pragului de basculare a celei din urmă este, ca la toate porțile trigger Schmitt, direct proporțional cu nivelul tensiunii de alimentare a circuitului integrat. Atâta timp cât tensiunea de alimentare (adică bateria) este suficient de mare, N4 va recunoaște un nivel logic jos la punctul comun R5-R6-N4. În orice caz, dacă tensiunea bateriei cade, D3 menține tensiunea de intrare în N4 la un nivel fix, determinând poarta să furnizeze un nivel logic jos către N3 care, în consecință, blochează FET-ul regulator serie.

Trebuie să remarcați că valorile exacte pentru R3, C2, R5 și R6 trebuie să fie adaptate pentru a se potrivi cu diferitele tipuri constructive ale circuitelor 4093. Remarcați, de asemenea, că intervalul de timp de un minut poate fi modificat în funcție de cerințele individuale, prin redimensionarea corespunzătoare a elementelor de temporizare R3-C2.

Reglarea montajului de protecție este realizată prin schimbarea temporară a rezistențelor R5 și R6 cu un semireglabil de 100 k, cu scopul de a determina valorile corecte ale rezistențelor pentru nivelul de deconectare. Consumul de curent al montajului propus este determinat în principal de dioda Zener, care a fost polarizată pentru un curent de numai 1 mA.

După deconectarea automată, montajul de protecție necesită un curent (neglijabil) de mai puțin de 1µA.

243 *Indicator de curent*

Cine nu a avut niciodată dorința ca sursa de alimentare pe care o folosește să aibă un voltmetru și un ampermetru? Din nefericire, costul ridicat al unor astfel de aparate le face în multe situații de neprocurat. Montajul propus nu include partea de intrare a sursei de alimentare și poate fi realizat cu componentele standard, cu excepția rezistențelor de 5 W de mică valoare. Nu insistăm asupra binecunoscutului regulator de tensiune L200, dar trebuie să-l avem în vedere la partea de indicator de curent.

Fig. 1 arată că montajul conține 5 LED-uri: unul (D1) pentru a indica dacă sursa este pornită și celelalte patru pentru a arăta consumul de curent în trepte de 0,5 A; 0,8 A; 1,3 A și 1,8 A. După cum se poate deduce din schemă, montajul este capabil să furnizeze până la 2 A și o

1

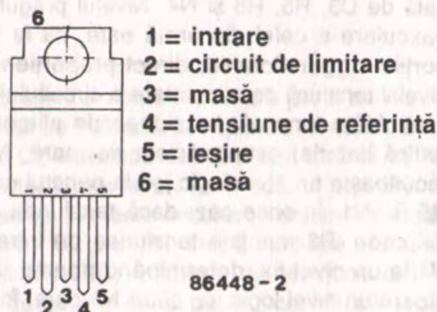
T6...T9 = BC 547B
T2...T5 = BC 557B
D6...D13 = 1N4148



tensiune de ieșire cuprinsă între 3 și 30 V. Culoarea LED-urilor nu are importanță, dar oricum este util dacă ultimul va fi roșu, pentru a indica ajungerea la valoarea maximă a curentului de consum.

Rezistențele nestandardizate R4 până la R7 inclusiv „măsoară" consumul instantaneu de curent. Între punctul A și terminalul de ieșire pozitiv există o diferență de potențial. Când această diferență de potențial atinge o valoare de 0,6 V, T2 și, în consecință, T6 trec în conducție, ceea ce determină ca D2 să lumineze. În același mod, când diferența de potențial dintre punctele B, C și, respectiv, D și terminalul pozitiv de ieșire atinge aproximativ 0,6 V, perechile de tranzistoare T3-T7; T4-T8 și T5-T9 trec în conducție, iar LED-ul corespunzător luminează.

Rezistența R2 și condensatorul C2 asigură o facilitate de a porni lent montajul în momentul punerii sub tensiune. Tranzistorul T1 asigură o posibilitate de deconectare de urgență, care în practică s-a dovedit a fi foarte folositoare.



Partea de intrare, neprezentată în figură, va consta dintr-un transformator de rețea cu un secundar de 24 V / 2,8 A, o punte redresoare (de exemplu, B80C2200 / 3300) și un condensator de filtrare de 4700 µF / 40 V.

Regulatorul L200 va fi montat pe un radiator corespunzător. Acest dispozitiv are o protecție la scurtcircuit și suprasarcină încorporată; semnificația pinilor este dată în fig. 2.

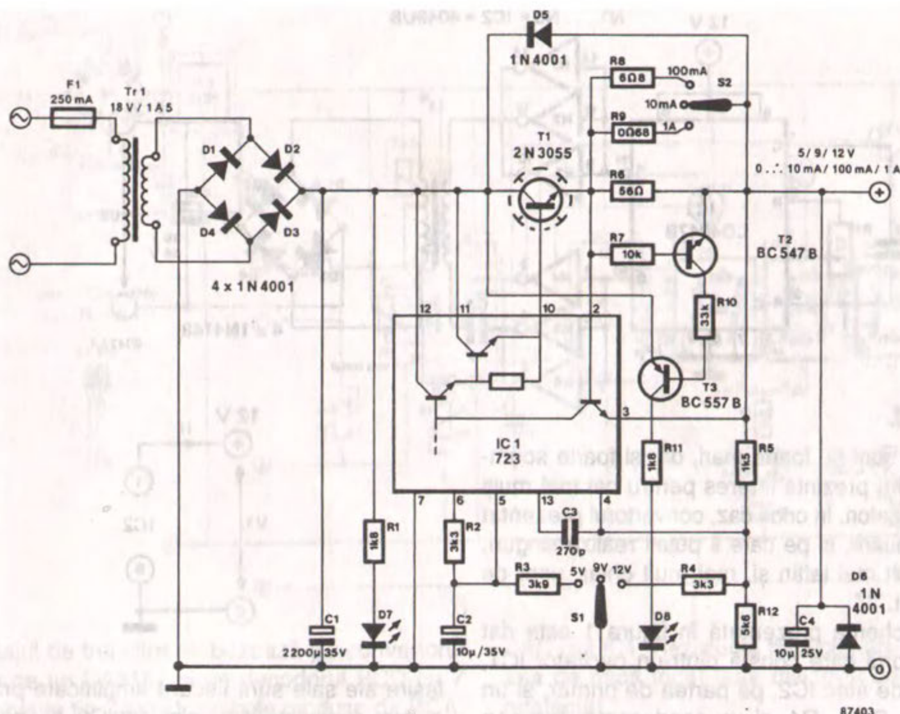
244 *Indicator de curent pentru 723*

Cu toate că stabilizatorul de tensiune 723 și-a făcut apariția pe piață de câțiva ani buni, el rămâne în continuare o componentă favorită pentru realizarea unor surse de alimentare simple și de bună calitate. 723 posedă caracteristici excelente, printre care enumerăm înalta stabilitate a tensiunii de ieșire, comandă reglabilă a curentului, protecție la scurtcircuit, dar îi lipsește o ieșire de semnalizare a intrării în funcțiune a limitatorului de curent încorporat.

Limitatorul de curent din 723 constă dintr-un singur tranzistor, ale cărui bază și emitor sunt scoase în afara circuitului la pinul 2 și, respectiv, 3. Atunci când tensiunea dintre acești pini depășește 0,5 ÷ 0,6 V, tranzistorul intră în conducție și taie comanda tranzistorului de ieșire. În multe aplicații, căderea de tensiune pentru joncțiunea B-E a tranzistorului de detectare a curentului este obținută pe o rezistență montată în exterior. În cadrul sursei prezentate aici, aceasta este fie R6, R6 // R8 sau R6 // R9. Apare o dificultate dacă se dorește să se asigure un indicator de supracurent pentru circuitul de blocare, prin intermediul unui tranzistor extern cuplat în paralel cu pinii 2 și 3, deoarece este imposibil ca tranzistorul extern și cel intern să aibă exact aceleași caracteristici. Atunci când tranzistorul intern are o tensiune mică între terminalele B-E, indicatorul nu va funcționa, în timp ce, în celălalt caz, tranzistorul extern „extrage" curentul de bază dedicat tranzistorului intern, așa încât limitatorul de curent este practic ineficient.

În acest montaj de sursă de alimentare, a fost realizat un indicator de suprasarcină prin plasarea unui tranzistor extern cu o rezistență de bază de valoare mare, R7, pentru a ne asigura că nu este afectat curentul de limitare în 723.

Un tranzistor suplimentar, T3, a fost inclus pentru a menține curentul de bază pentru T2 la un nivel cât mai mic posibil. Deoarece joncțiunea bază-emitor are o caracteristică de diodă, căderea de tensiune asociată este întotdeauna mai mică decât cea a tranzistorului intern din 723.



Cele trei tensiuni de ieșire ale acestei surse sunt probabil cele mai utilizate pentru alimentările asimetrice: 5 V pentru cele mai multe circuite TTL și CMOS, 9 V pentru echipamente alimentate de la baterie sau pentru circuite logice echipate cu un stabilizator 7805 (acesta necesită o intrare de cel puțin 8,5 V) și 12 V pentru circuitele de comandă pentru RS232, și diverse circuite cu amplificatoare operaționale sau tranzistoare.

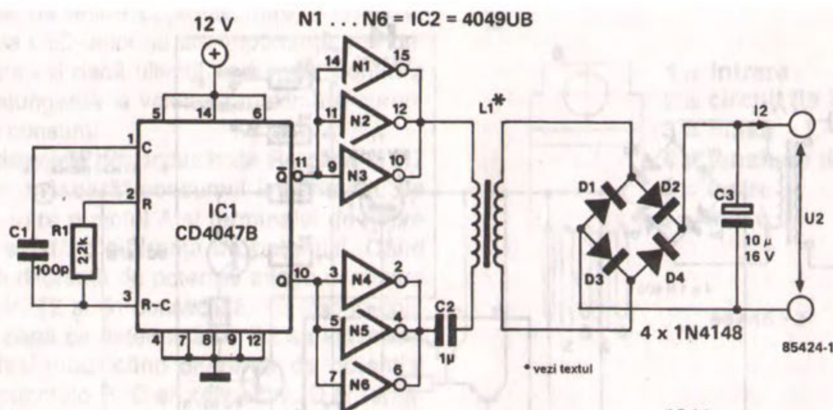
Limitatorul de curent poate fi fixat pe 10 mA, 100 mA sau 1 A, cu scopul de a alimenta în siguranță montajele experimentale.

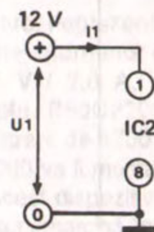
Tranzistorul stabilizator de putere T1 va fi fixat pe un radiator de 10 x 10 cm. LED-urile D7 (verde) și D8 (roșu) sunt indicatoare pentru sursă conectată și, respectiv, suprasarcină de curent.

Tensiunea de ieșire a sursei poate să nu fie atât de precisă pe cât se cere, fapt ce se datorează în principal folosirii de rezistențe din seria E12. O toleranță strânsă este importantă în special pentru gama de 5 V, deoarece valoarea pentru rezistența R3 furnizează teoretic o tensiune de 4,9 V. Aceasta poate fi crescută ușor prin conectarea unei rezistențe în paralel cu R3 până când se obține o tensiune de ieșire de precis 5 V. Întrerupătoarele S1 și S2 sunt de preferat a fi de tip SPDT cu poziție centrală, dar se pot folosi și comutatoare rotative cu trei căi dacă, în ambele cazuri, poziția centrală nu este folosită.

245 Convertor c.c. / c.c.

În montajele în care două căi de semnal trebuie să fie izolate din punct de vedere electric, se utilizează în mod frecvent un optocuplor. Din păcate, aceste dispozitive necesită două surse de alimentare: una pentru emițător și alta pentru receptor. În utilizările industriale și profesionale, acest deziderat este atins printr-o proprietate a convertoarelor c.c. / c.c. Deoarece





acestea sunt și foarte mari, dar și foarte scumpe, ele nu prezintă interes pentru cei mai mulți dintre amatori. În orice caz, convertorul prezentat în continuare, și pe care îl puteți realiza singuri, este mult mai ieftin și, mai mult chiar, ușor de construit.

În schema prezentată în figura 1 este dat convertorul care constă dintr-un oscilator IC1, un etaj de atac IC2, pe partea de primar, și un redresor D1 ... D4, și un condensator tampon C3, pe partea de secundar.

În cazul prototipului, care funcționează de la o baterie de 12 V, cu un randament maxim de 74%, am obținut o tensiune de secundar de 10,64 V și un curent de secundar de 9 mA (curentul primar corespunde la 10,8 mA). Curentul de secundar nu trebuie să depășească 10 mA, deoarece tensiunea de secundar de ieșire scade sub 10 V și randamentul scade de asemenea. Acestea sunt valabile și în condiții de sarcină redusă: atunci când secundarul este în circuit deschis, tensiunea de ieșire e de 14 V, dar randamentul este, bineînțeles, 0%! Cu alte cuvinte, circuitul funcționează optim la un curent secundar de sarcină de 9 mA.

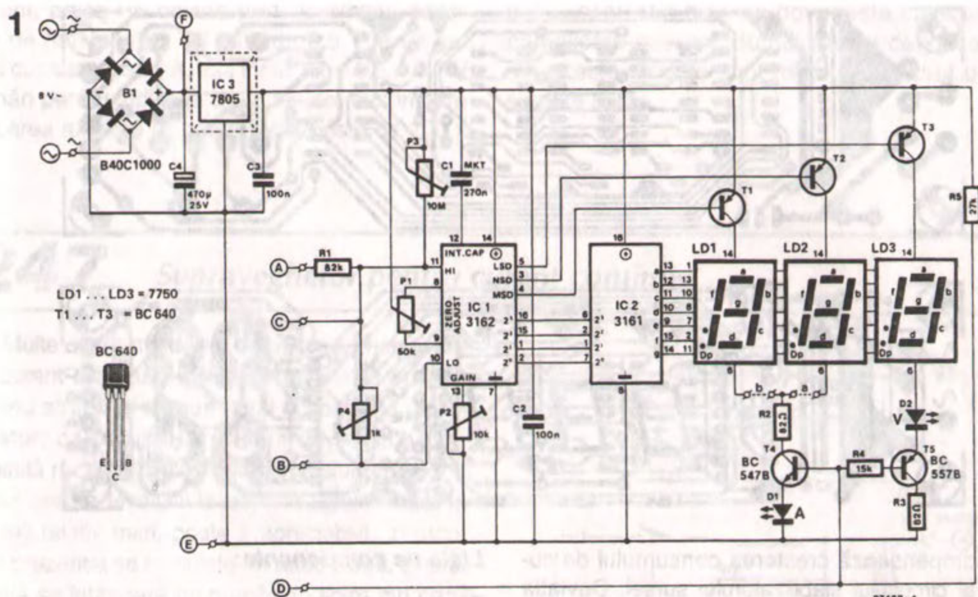
Oscilatorul IC1 funcționează la o frecvență de aproximativ 100 kHz. Cele două semnale de ieșire ale sale sunt fiecare amplificate prin trei buffere conectate în paralel, din IC2, și apoi aplicate primarului transformatorului de separație. Tensiunea indusă în înfășurarea secundară este redresată și filtrată de C3. Valoarea stabilită pentru condensator este mai mult decât adecvată pentru frecvența relativ înaltă din secundar, de 200 kHz.

Transformatorul de separație este de tip DIY; este realizat pe un miez tip oală, cu diametrul de 22 mm și înălțimea de 13 mm, cu fir cupru-email ∅ 0,35 mm – 80 de spire pentru primar și 80 de spire pentru secundar. Inductanța specifică a miezului AL trebuie să fie de 400 nH. Miezul trebuie să nu aibă întrefier de aer. Între cele două înfășurări, trebuie plasată o folie izolantă, pentru a asigura o tensiune de izolație de 4 kV.

246 *Afișaj digital tensiune / curent*

Acest modul de afișare U / I este preferabil să fie inclus într-o sursă de alimentare deja realizată și unde va furniza o indicație precisă asupra tensiunii reglate sau a curentului consumat de sarcină.

Schema montajului este prezentată în fig. 1.



Afișajul de trei cifre se bazează pe convertorul A/D de tip CA3162 și pe decodorul BCD cu 7 segmente tip CA3161, ambele produse de RCA. Conexiunile anod comun ale afișajului cu LED-uri LD1 ... LD3 sunt conectate succesiv la borna pozitivă, prin T1 ÷ T3.

S-au luat măsuri de precauție în vederea selectării corecte a poziției punctului zecimal. În gama de tensiuni, punctul zecimal este activat la LD3 și, din această cauză, rezoluția este de 100 mV. Sunt posibile două game de valori pentru curent: 0 ÷ 9,99 A (legătura a) sau 0 ÷ 0,999 (.999) A (legătura b).

Senzorul de curent este, din această cauză, fie 0R1 fie 1R0 – vezi fig. 2. Este foarte important ca R6 să nu afecteze tensiunea de ieșire a sursei în discuție. Trebuie, de aceea, să fie cuplată înaintea divizorului de tensiune care comandă tensiunea de ieșire. Comutatorul DPDT S1 selectează între citirea de curent și cea de tensiune. Atunci când se selectează măsurarea de tensiune, P4-R1 atenuează tensiunea de intrare cu un factor de 100. De asemenea, punctul D este tras la masă, astfel încât punctul zecimal de pe display-ul LS, cât și LED-ul „V", se aprind.

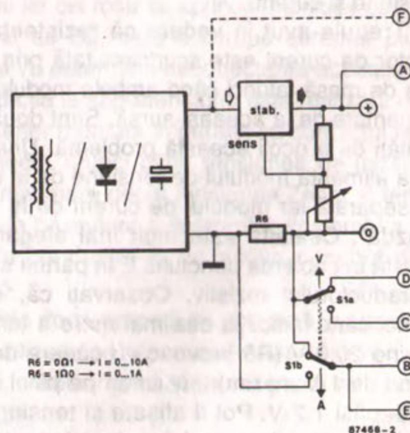
Atunci când se selectează măsurarea de curent, căderea de tensiune pe rezistența traductor este aplicată direct la intrările HI-LO ale DAC-ului IC1. Rezistența traductor are o valoare așa de mică încât lasă divizorul de tensiune neafectat.

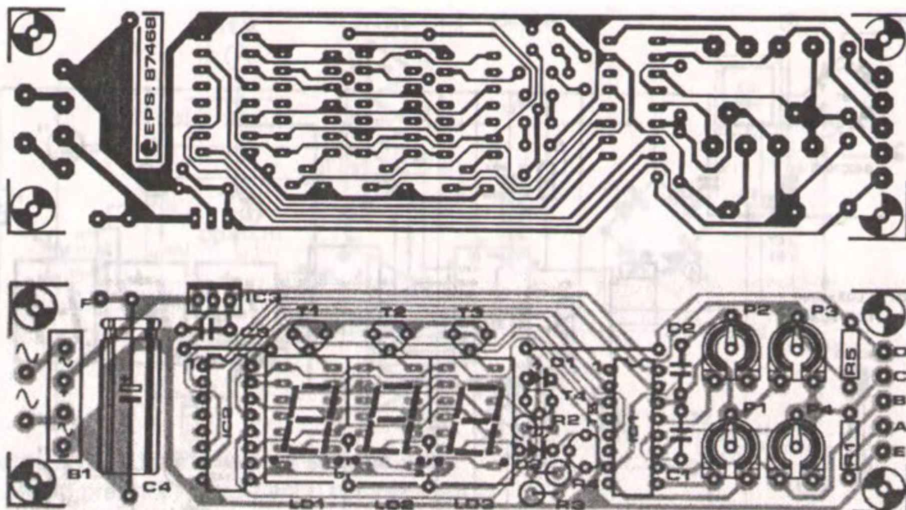
Sunt patru puncte de reglaj în montaj:

- P1: reglaj de nul pentru gama de curent;
- P2: calibrare cap de scală pentru curent;
- P3: reglaj de nul pentru gama de tensiune;
- P4: calibrare cap de scală pentru tensiune.

Aceste puncte trebuie reglate în ordinea de mai sus.

Două semireglabile, P1 și P3, sunt necesare pentru a asigura nulul corect pentru montaj.





P1 compensează creșterea consumului de curent al circuitului stabilizatorului sursei. Deviația mică de tensiune negativă în gama de tensiune este compensată de P3.

Modulul de afișare U / I este preferabil să fie alimentat de la tensiunea nestabilizată a sursei (max. 35 V) – vezi punctele E și F în fig. 2; puntea redresoare B1 poate fi în acest caz omisă. Tensiunea minimă de intrare pentru IC3 este de 8 V și acest regulator trebuie montat cu radiator dacă tensiunea de intrare este mai mare de 12 V. Există bineînțeles și posibilitatea să alimentăm modulul de la un transformator separat de 8 V / 200 mA.

Montajul poate fi construit în două exemplare cu scopul de a avea o citire simultană de tensiune și curent.

Trebuie avut în vedere că rezistența traductor de curent este scurtcircuitată prin legătura de masă, atunci când ambele module sunt alimentate de la aceeași sursă. Sunt două modalități de a ocoli această problemă. Una este de a alimenta modulul de tensiune de la o sursă separată iar modulul de curent de la sursa „gazdă". Cealaltă este mult mai elegantă și constă în cablarea punctului E în partea stângă a traductorului rezistiv. Observați că, totuși, atunci când indicația cea mai mare a tensiunii devine 20,0 V (R6 provoacă o cădere de tensiune de 1 V maxim) tensiunea pe pinul 11 nu va depăși 1,2 V. Pot fi afișate și tensiuni mai mari, prin selectarea celei mai mici rezoluții de

Lista de componente:

Rezistențe (±5%):
R1 = 82 k
R2, R3 = 82 R
R4 = 15 k
R5 = 27 k
R6 = 0R1 sau 1R0*
P1 = 50 k semireglabil
P2 = 10 k semireglabil
P3 = 10 M semireglabil
P4 = 1k0 semireglabil

Condensatoare:
C1 = 270 n
C2, C3 = 100 nF
C4 = 470 μ / 25 V

Semiconductoare:
D1, D2 = LED roșu
B1 = BC40C1000
LD1, LD2, LD3 = 7750
T1 ... T3 inclusiv = BC640
T4 = BC547B
T5 = BC557B
IC1 = CA3162
IC2 = CA3161
IC3 = 7805

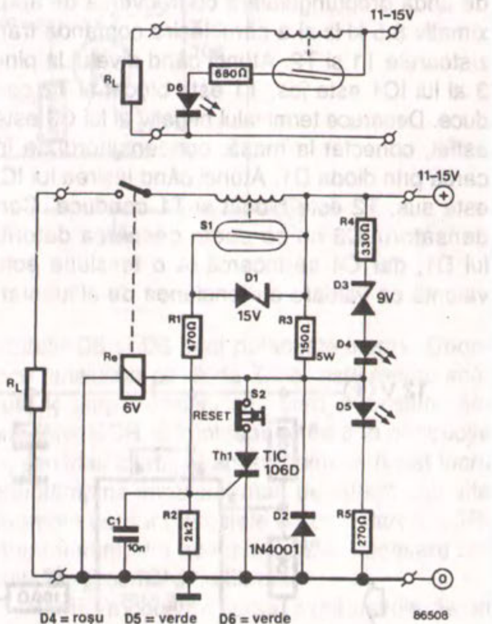
Diverse:
S1 = întrerupător miniatură
placă cu circuit imprimat tip 87468
*vezi textul

curent, adică R6 devine 0R1. Exemplu: căderea de tensiune pe R6 este de 0,5 V la un curent consumat de 5 A, așa încât 1,2 – 0,5 = 0,7 V rămân pentru indicația de tensiune, caz în care valoarea maximă ce poate fi citită este de 100 x 0,7 = 70 V. Din nou, se dovedește că aceste complicații sporesc numai atunci când două din aceste module sunt folosite în cadrul unei singure surse.

247 *Supraveghetor pentru curent continuu*

Multe dintre montajele de supraveghere pentru curent continuu folosesc o rezistență în serie cu firul străbătut de curent, și acționează un indicator, ca rezultat al căderii de tensiune pe această rezistență. Căderea de tensiune produce o reducere a tensiunii la bornele sarcinii care, la curenți relativ mari, poate fi apreciabilă. În montajul prezentat se folosește un releu Reed, în jurul căruia se înfășoară un număr de spire din conductorul parcurs de curent. Pierderile corespunzătoare sunt minime. Această metodă are și un bonus, care constă într-un contact comutator – ce poate fi folosit imediat, pentru unele aplicații.

O posibilă aplicație este aceea de a supraveghea funcționarea unei lămpi. Atâta timp cât lampa (reprezentată aici de RL) este aprinsă, LED-ul luminează. Numărul de spire depinde de releul folosit și de curentul de sarcină. Ca o informație, multe relee Reed funcționează la 50 de amper - spire, astfel încât în cazul, să spunem, unui far de automobil (60 W la 12 V reprezintă un curent de 5 A) sunt necesare 10 spire.



Schema montajului mai complex prezintă o siguranță electronică ce asigură de asemenea și protecție la supratensiune. Starea montajului este indicată de două LED-uri. Atunci când se cuplează alimentarea, tiristorul este blocat și releul Re va fi alimentat prin intermediul unei rezistențe de 150 Ω. Sarcina va fi apoi cuplată și LED-ul verde va lumina.

În cazul în care curentul prin lampă devine prea mare, releul Reed va acționa și va bascula tiristorul, prin intermediul unei rezistențe de 470 Ω. În acest mod, tiristorul va scurtcircuita releul Re, ceea ce va avea ca efect deconectarea sarcinii. În același timp, LED-ul verde se va stinge iar cel roșu se aprinde. Montajul poate fi resetat cu S2, care întrerupe curentul prin tiristor și va determina deconectarea acestuia.

Protecția la supratensiune este realizată de dioda Zener montată în paralel cu contactul releului Reed. Atunci când tensiunea de intrare devine mai mare decât tensiunea Zener și tensiunea de basculare a tiristorului, tiristorul va fi trecut în conducție și va activa circuitul de protecție.

Aceste două aplicații se pretează în special la a fi utilizate pe automobile dar, fără nici o îndoială, cititorii ingenioși se vor gândi și la alte posibilități.

248 *Dublor de tensiune continuă*

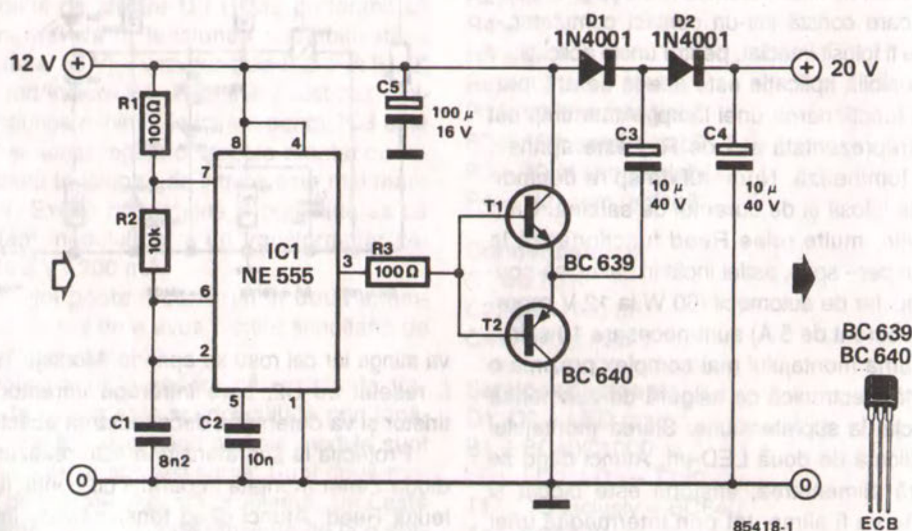
Un dublor de tensiune continuă este folositor mai ales atunci când de la o sursă de tensiune aflată la îndemână trebuie să obținem o tensiune de valoare mai mare. Deoarece, în cele mai multe cazuri, curentul este destul de mic, prețul de cost al unui astfel de montaj poate fi menținut la un nivel scăzut.

Multivibratorul astabil IC1 este un generator de undă dreptunghiulară cu frecvența de aproximativ 8,5 kHz și a cărui ieșire comandă tranzistoarele T1 și T2. Atunci când nivelul la pinul 3 al lui IC1 este jos, T1 este blocat și T2 conduce. Deoarece terminalul negativ al lui C3 este, astfel, conectat la masă, condensatorul se încarcă prin dioda D1. Atunci când ieșirea lui IC1 este sus, T2 este blocat și T1 conduce. Condensatorul C3 nu se poate descărca datorită lui D1, dar C4 se încarcă la o tensiune echivalentă ca valoare cu tensiunea de alimentare de +12 V plus diferența de tensiune de pe C3 și D1. În cazul prototipului nostru, această tensiune la bornele lui C4 a fost de aproximativ 20 V. Curentul maxim nu trebuie să depășească 70 mA: la această valoare tensiunea de ieșire este de 18 V, la un randament de 32%.

Nu am testat montajul și la alte tensiuni de alimentare, dar se poate presupune, fără grijă, că poate fi utilizat pe întreaga gamă a tensiunii de alimentare a circuitului integrat NE555.

Construcția se poate realiza pe o mică placă de probă, după care dublorul poate fi plasat în carcasa sursei de alimentare.

Dacă este necesară o ieșire stabilizată, se poate conecta un stabilizator de tensiune adecvat, de exemplu din seria 78LXX dar, în acest caz, puterea cerută de regulator trebuie, bineînțeles, să fie luată în considerare atunci când se calculează curentul maxim de sarcină.



249 *Sursă de alimentare economică*

Sursa de alimentare descrisă aici folosește o diodă comandată (SCR) care, în funcție de curentul de sarcină, alege prizele de secundar ale transformatorului de rețea. Tensiunea de ieșire de aproximativ 9 V este perfectă ca tensiune de intrare pentru un stabilizator de 5 V, care, în consecință, va funcționa cu o disipație de putere absolut minimă.

Pentru curenți de sarcină mici și medii, SCR-ul este în stare blocată. Redresarea tensiunii de secundar a transformatorului se produce numai în D1, D2, D5 și D6. Curentul de sarcină trece, în timpul semiperioadei pozitive, prin D1, sarcină și D5; în timpul semiperioadei negative, acesta străbate D2, sarcina și D6.

Tensiunea de secundar, datorită prizelor, urcă la 8 V în ambele cazuri, în timp ce o secțiune de 2 V rămâne nefolosită. Odată cu creșterea curentului de sarcină, tensiunea scade până când dioda Zener nu mai este străbătută de curent. Tranzistorul T7 se blochează, îndepărtând scurtcircuitul de la poarta SCR-ului, care în acest caz va conduce. Imediat ce acest lucru se întâmplă, întreaga tensiune de secundar este redresată de D1 ... D4, în timp ce diodele D5 și D6 sunt polarizate invers. Deoarece tensiunea pe dioda Zener este mereu scăzută în timpul trecerii prin zero a tensiunii secundare, SCR-ul întotdeauna intră în conducție la, sau imediat după, acest moment. Acest lucru preîntâmpină impulsuri mari de curent sau alte zgomote ce sunt asociate cu comutarea SCR-ului; nu sunt, din această cauză, necesare circuite suplimentare de filtrare.

Pentru a construi sursa, aveți nevoie de un transformator de rețea cu un secundar de 12 V, cu prize la pași de 2 V: 2 - 4 - 6 - 8 - 10 - 12 V. Pentru curenți de sarcină de până la 1,5 A, un transformator de 2 A este suficient; un curent de ieșire de până la 2 A necesită un transformator de 3 A.

250 *Încărcător pentru bateriile cu acid și plăci de plumb*

Cu toate că în electronică se folosesc mai mult acumulatoarele Ni-Cd decât cele Pb-H_2SO_4 (cel puțin așa afirmăm noi), există încă o cerere mare pentru încărcătoare bune pentru bateriile cu acid și plăci de plumb. Cel de față permite ca tipurile de 6 sau 12 V să poată fi încărcate rapid; se autodeconectează și este protejat împotriva supraîncălzirii, la scurtcircuite și la conectarea inversă a bateriei.

Dacă nu sunteți întru totul familiarizați cu modernele baterii de tip încapsulat, cu plăci de plumb și acid, iată unele dintre cele mai im-

portante caracteristici ale sale. Poate fi folosită în orice poziție, chiar și cu capul în jos. Tensiunea de încărcare trebuie să fie de 2,3 V pe celulă (2,45 V pentru încărcare rapidă): adică, 6,9 V pentru o baterie de 6 V și 13,8 V pentru cele de 12 V. Curentul de încărcare nu trebuie să fie limitat la 0,1 ... 1C (= capacitatea în Ah – această caracteristică depinde de producător). Bateria este încărcată atunci când curentul de încărcare a scăzut la 1% din capacitate. Unii producători recomandă că este de preferat ca bateriile lor să fie încărcate în poziție orizontală. Nu încărcați niciodată aceste baterii cu un încărcător pentru acumulatoare Ni-Cd!!

Montajul încărcătorului propus se bazează pe stabilizatorul de tensiune L200, care asigură o tensiune constantă de încărcare. Nivelul ales pentru tensiunea de încărcare este fixat cu P1, în absența bateriei. Rezistențele R1 și R2 asigură limitarea de curent, dar R2 este necesară numai dacă se cere un curent de încărcare peste 0,5 A sau pentru a asigura un curent de ieșire mai precis. Curentul este limitat la: [0,45·(R1 + R2) / R1·R2] A; valoarea sa instantanee este indicată de M1.

L200 poate fi montat pe un mic radiator, dar acest lucru nu este neapărat necesar, deoarece circuitul are protecție termică internă.

În mod normal, încărcătorul funcționează alimentat de la rețea, dar se poate folosi și o baterie de 12 V de autoturism.

Toate situațiile posibile, unele dintre ele deosebit de neplăcute, sunt enumerate în tabelul 1. Există o singură excepție, cazul când bateria este complet descărcată, situație în care tabelul devine inutil. În toate cazurile bateria trebuie să fie conectată corect la terminalele de încărcare.

Tabelul 1

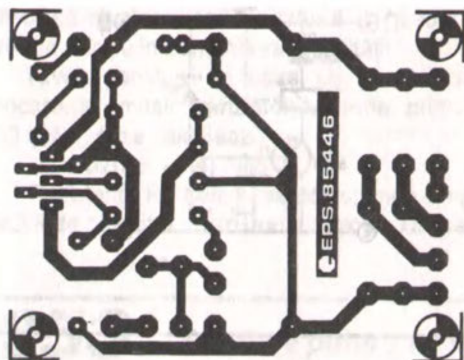
condiții		LED	instrument
polaritate corectă	tensiune la intrare	luminează	400 mA
	lipsă tensiune la intrare	stins	0 mA
polaritate inversă	tensiune la intrare	stins	400 mA (!)
	lipsă tensiune la intrare	stins	0 mA
baterie neconectată	tensiune la intrare	luminează	0 mA
	lipsă tensiune la intrare	stins	0 mA

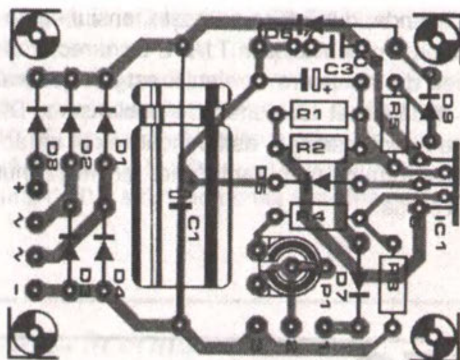
Indicația LED-ului nu va apărea imediat.

Tabelul 2 dă câteva exemple de baterii de 6 V și variantele de circuit necesare pentru diferitele tipuri.

Curentul de încărcare, în aceste cazuri, este limitat la 1/10 din capacitatea bateriei în Ah (amper-oră): aceasta este o valoare sigură, permisă în toate circumstanțele.

Dacă încărcătorul se folosește cu baterii de 12 V, transformatorul de rețea trebuie să aibă o tensiune de secundar de cel puțin 18 V și condensatorul C1 trebuie să fie de 35 V. Mai mult chiar, rezistența R4 trebuie mărită la 1k8 iar semireglabilul P1 la 1 kΩ.





Tabelul 2

tipul bateriei	Tr1	D1 ... D4, D7, D8	R1	R2	M1
6 V 4 Ah	12 V; 0,6 A	1N4001	1 Ω	∞	0,5 A
6 V 6 Ah	12 V; 1,0 A	1N4001	1 Ω	2 Ω	1,0 A
6 V 8 Ah	12 V; 1,2 A	1N5401	1 Ω	1 Ω	1,0 A
6 V 10 Ah	12 V; 1,5 A	1N5401	0,82 Ω	0,82 Ω	1,0 A

Lista de componente:

Rezistențe:
R1 = 1 Ω
R2 = vezi textul
R3 = 820 Ω
R4 = 560 Ω (vezi textul)
R5 = 470 Ω
P1 = 500 Ω semireglabil (vezi textul)

Condensatoare:
C1 = 1000 µ / 25 V (vezi textul)
C2 = 330 n
C3 = 1 µ / 16 V

Semiconductoare:
D1 ... D4, D7, D8 = 1N4001 (vezi tabelul 2)
D5, D9 = 1N4148
D5 = LED
IC1 = L200

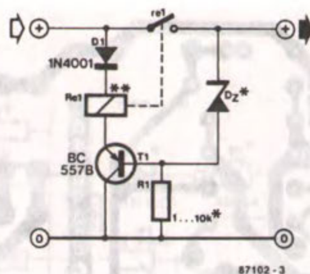
Diverse:
M1 = instrument cu cadru, 500 mA f.s.d.
Tr1 = transformator de retea, secundar 12 V, 600 mA (vezi textul)
S1 = întrerupător de rețea pornit / oprit
F1 = fuzibil normal, 100 mA
radiator pentru IC1 (opțional – vezi textul)
placă de circuit imprimat PCB 85446

251 *Protecția fără pierderi pentru surse de alimentare*

Orice montaj de protecție la inversarea polarității alimentării realizat cu diode introduce o anumită cădere de tensiune. De asemenea, dacă este vorba și de curenți relativ mari, alegerea diodei corespunzătoare precum și disipația ei internă pot deveni o problemă.

Acest montaj utilizează un contact de releu pentru întreruperea bornei de alimentare pozitive atunci când tensiunea de intrare are polaritatea greșită. Tensiunea bobinei releului trebuie să fie mai mică decât tensiunea de intrare, deoarece Re este activat în interval de câteva

milisecunde, după care primește tensiunea corectă pentru bobină, prin T1-D1. Deoarece tensiunea de menținere a releului este în general mai mică decât tensiunea de anclanșare, D2 poate fi dimensionată astfel încât releul să acționeze ferm cu un curent Zener minim obținut de la sursă.

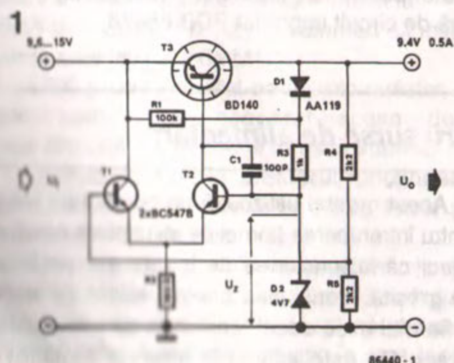


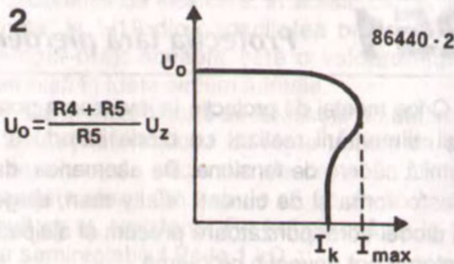
252 *Stabilizator pentru căderi mici de tensiune*

Stabilizatoarele de tensiune integrate cu trei terminale nu se pretează a fi utilizate atunci când tensiunile de intrare și de ieșire sunt aproape egale. De regulă, în cazul celor mai multe astfel de stabilizatoare, tensiunea de intrare este în mod obișnuit cu 3 V mai mare decât potențialul ieșirii. Pentru alimentări în situațiile în care cele două tensiuni sunt aproape egale, este necesară folosirea componentelor discrete. Tranzistorul serie este în acest caz conectat într-un montaj cu emitor comun, astfel încât tensiunea de ieșire este mai mică decât tensiunea de intrare numai cu valoarea tensiunii de saturație a tranzistorului. Oricum, este dificil să asiguri o protecție la scurtcircuit ca în cazul stabilizatoarelor integrate. Dar, unde este o dorință, se găsește și calea.

În fig. 1, tranzistorul serie își obține curentul de bază de la T2, care împreună cu T1 formează un amplificator diferențial. Această configurație asigură ca la punctul comun al divizorului de tensiune R4-R5 să fie aceeași tensiune cu cea de pe catodul diodei Zener D2. Dificultatea montajului constă în faptul că T3 are o anumită amplificare în curent și T2 îi poate asigura acestuia un curent pe bază numai atât cât permite R2. Diferența de potențial pe R2 are o valoare maximă care este tensiunea Zener minus tensiunea bază-emitor, U_{BE}, a lui T2, care în practică este de aproximativ 4 V. Curentul maxim prin R2 este, din această cauză, de aproximativ 11 mA, așa încât, presupunând că T3 are o amplificare în curent de 50, curentul maxim de ieșire este de 0,55 A. Dacă se consumă un curent mai mare, tensiunea de ieșire va scădea. Dacă ea scade sub tensiunea Zener a lui D2, diferența de potențial pe R2 va scădea și ea. Rezultatul constă în comportarea curentului de ieșire așa cum este prezentat în fig. 2, având o caracteristică de întoarcere. Din această cauză, este clar că tranzistorul serie este protejat împotriva curenților mari (scurtcircuit).

Dioda D1 și rezistența R1 asigură o pornire lentă, deoarece căderea de tensiune pe diodă, care este cuplată la ieșirea stabilizatorului, este nulă în momentul conectării alimentării. Deoarece montajul, datorită amplificării mari, are ten-





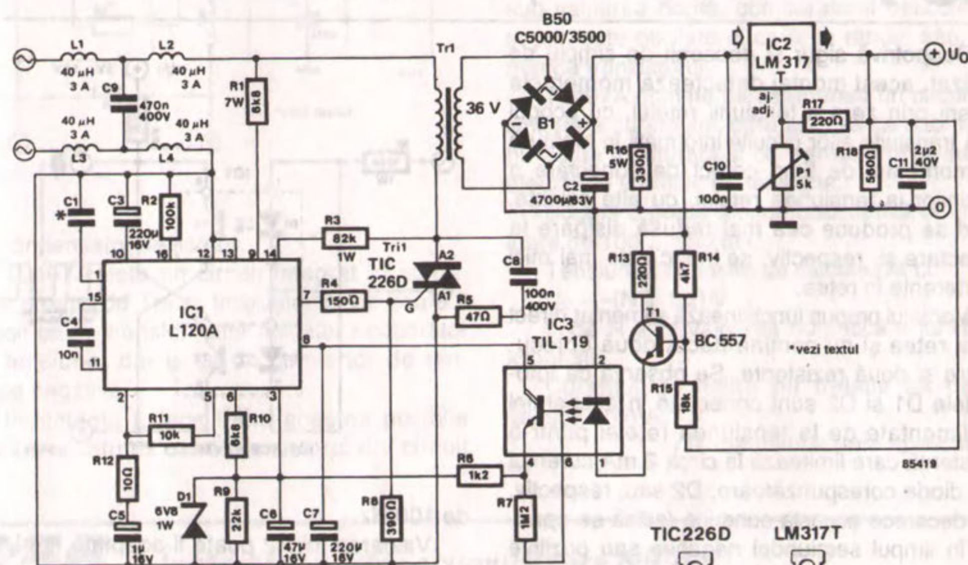
dința să oscileze, condensatorul C1 a fost introdus pentru îmbunătățirea stabilității.

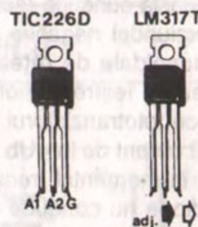
Nivelul tensiunii de ieșire, U_0, poate fi ales oricare, în limitele tranzistorului serie, prin D2, R3 și R4, și se calculează cu:

$U_0 = U_Z(R5 + R4) / R5$

Rezistența R2 trebuie să corespundă amplificării de curent a tranzistorului folosit. Disipația maximă a unui tranzistor BD140 bine răcit este de ordinul a 5 W. Dacă se cere o ieșire lipsită de zgomot, se va conecta în paralel cu D2 un condensator electrolitic suplimentar, de 10 µF. În acest caz, circuitul va avea într-adevăr o pornire lentă: nu va fi tensiune la ieșire timp de 0,2 s din momentul alimentării.

253 *Sursă de putere cu stabilizarea în primar*





Montajul – mai puțin obișnuit – prezentat în figura 1 are un randament neobișnuit: în conformitate cu SGS, acesta nu este mai mic de 37% pentru o tensiune de ieșire de 3 V la un curent de 2 A. Cu o stabilizare obișnuită în circuitul de secundar, randamentul normal ar fi de 8%. Tensiunea de ieșire poate varia în plaja 1,2 ... 25 V, iar curentul de ieșire poate fi de 1,5 A pentru oricare dintre aceste tensiuni, dacă asigurăm pentru IC2 un radiator corespunzător.

Un alt avantaj al stabilizării în circuitul de primar este acela că sursa de putere este protejată împotriva variațiilor rețelei. Acest aspect este în mod obișnuit ignorat în cazul stabilizării în circuitul de secundar, deoarece se presupune că fluctuațiile din primar nu au efect asupra stabilizării în secundar. Montajul prezentat este, din acest motiv, de o importanță deosebită la utilizarea în locuri unde tensiunea rețelei este supusă la variații mari.

Stabilizarea funcționează astfel încât căderea de tensiune pe stabilizatorul IC2 să fie menținută constantă. Această cădere de tensiune este transformată de sursa de curent T1 într-un curent care străbate LED-ul din optocuplor. Atunci când căderea de tensiune se

micșorează, curentul prin LED este mai mic. Tranzistorul din optocuplor primește o comandă mai mică și tensiunea la pinul 3 al lui IC1 scade. Stabilizatorul de tensiune IC1 conține un circuit complet de comandă în fază a redresorului comandat Tri1. Unghiul primit de acest triac depinde de comparația dintre tensiunea continuă la pinul 3 și un semnal în dinte de fierăstrău generat intern circuitului integrat, frecvența acestui semnal fiind determinată de condensatorul C1 (= 100 n). În exemplul nostru, triacul comută tensiunea rețelei mai devreme, astfel încât condensatorul de separare C2 primește mai multă energie.

Zgomotul datorat circuitulului de comandă în fază poate fi înlăturat prin cuplarea rețelei printr-un filtru fără zgomot, așa cum se observă în figură.

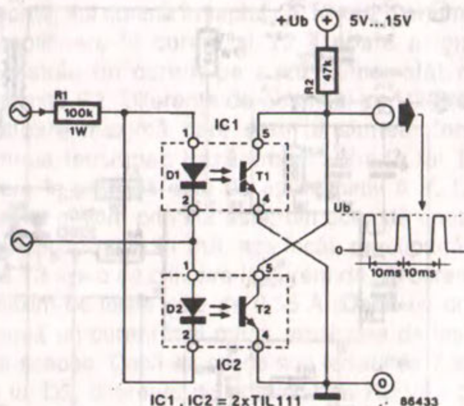
(SGS Application).

254 Detector de trecere prin zero a tensiunii rețelei

Deopotrivă sigur și deosebit de simplu de realizat, acest montaj detectează momentele trecerii prin zero a tensiunii rețelei, cu scopul de a transmite altor circuite informații în legătură cu momentul de timp corect de conectare a sarcinilor la tensiunea rețelei, cu alte cuvinte, când se produce cea mai redusă disipare la conectare și, respectiv, se induc cele mai mici interferențe în rețea.

Montajul propus funcționează alimentat direct de la rețea și nu conține decât două optocuploare și două rezistențe. Se observă că fotodiodele D1 și D2 sunt conectate în antiparalel și alimentate de la tensiunea rețelei printr-o rezistență care limitează la circa 2 mA curentul prin dioda corespunzătoare, D2 sau, respectiv, D1, deoarece aceasta conduce (adică se aprinde) în timpul semiundei negative sau pozitive ale tensiunii sinusoidale de rețea; în ambele cazuri, tensiunea de ieșire a montajului este scăzută, deoarece fototranzistorul asociat conduce și consumă curent de la +Ub prin R2.

În orice caz, în momentul trecerii prin zero nici una dintre diode nu conduce și tensiunea la circuitul de ieșire crește până aproape de nivelul +Ub, și de aici provine trenul de impulsuri

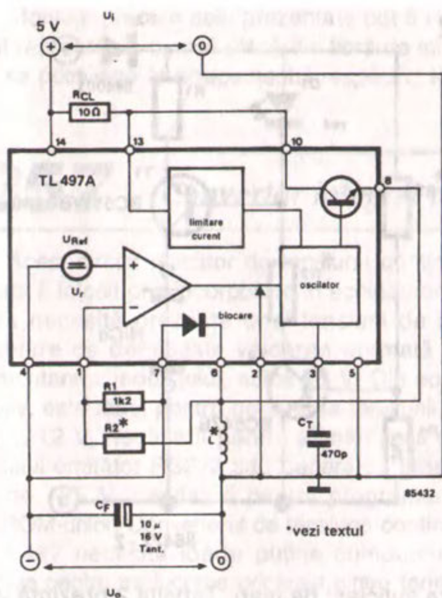


de 100 Hz.

Valoarea lui R2 poate fi adaptată la nivelul tensiunii +Ub și la specificațiile cu privire la curentul de colector prin fototranzistor date de producător. Pentru tipul TIL111, curentul nu trebuie să depășească 50 mA. Tipul de optocuplor utilizat în montaj nu este foarte critic, dar valoarea lui R1 este mai bine să fie menținută la 100 k, pentru a nu avea o disipație excesivă în diode.

255 Convertor de tensiune negativă

Câteodată este nevoie, în anumite montaje alimentate de o singură baterie, să se obțină o tensiune de alimentare negativă de la potențialul pozitiv al bateriei. Deoarece sarcina unei astfel de alimentări negative este în mod normal foarte mică, se poate folosi circuitul integrat TL497A pentru a asigura tensiune negativă. Aceasta ne scutește să folosim un transformator, o punte și



un condensator de filtrare.

TL497A este un circuit integrat în comutație produs de Texas Instruments, ce poate fi folosit ca un transformator ridicător / coborâtor de tensiune, dar și ca un convertor de tensiune negativă.

Inductanța L face toate acestea posibile deoarece, atunci când tranzistorul din circuit este blocat, pe L se creează o foarte mare tensiune de autoinducție care generează un potențial negativ la emitorul tranzistorului. Apoi dioda conduce și condensatorul CF se încarcă. Tensiunea de ieșire, U_0, este dată de: $U_0 = [-U_b \cdot t_i / t_0]$ V unde Ub este tensiunea de alimentare; t_i este timpul de conducție al tranzistorului; t_0 este timpul de blocare al tranzistorului. Timpul t_i este dat de valoarea lui C_T.

Tensiunea de ieșire este divizată de R1 și R2 și aplicată la intrarea inversoare a unui comparator intern circuitului integrat, a cărui intrare + este la tensiunea de referință de 1,2 V. Atunci când valoarea momentană a lui U_0 este sub valoarea dorită, comparatorul basculează și pornește oscilatorul care, la rândul său, comandă tranzistorul.

TL497A conține de asemenea un circuit de limitare a curentului, care asigură ca bobina să nu poată fi saturată și ca tranzistorul să nu fie afectat de vârfurile de tensiune.

Bobina L poate fi orice bobină fixă cu o valoare de 100 ... 500 µH.

Tensiunea de ieșire se calculează cu:

$U_0 = -[N + 1{,}2]$ V

unde N este valoarea numerică a lui R2 în kiloohmi.

Curentul de ieșire nu trebuie să depășească 50 mA.

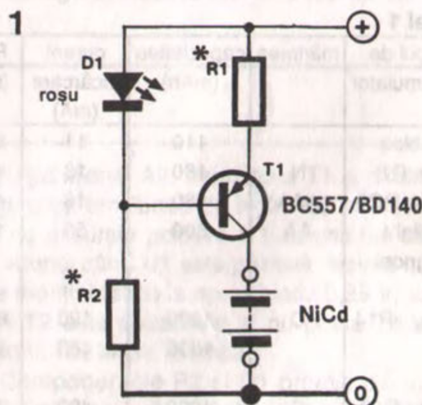
(Texas Instruments Application)

256 Încărcător pentru acumulatoare NiCd

Destul de discutabil, acumulatoarele cu nichel și cadmiu (NiCd) sunt adesea folosite ca înlocuitori pentru bateriile consumabile; acest lucru este posibil deoarece acestea pot fi introduse cu ușurință în compartimentul de baterii deja existent și furnizează aceeași tensiune ca și bateriile consumabile.

Faptul că nu trebuie să pleci ca să cumperi baterii (relativ scumpe) pune acumulatoarele într-o poziție avantajoasă.

Oricum, un inconvenient al folosirii acumulatoarelor este necesitatea de a le scoate din aparat ori de câte ori sarcina lor este epuizată. Ar fi, de aceea, convenabil să le lăsăm acolo unde sunt, adică în compartimentul bateriilor,



unde să li se furnizeze curentul de încărcare.

Sunt recomandate două montaje, ce pot fi introduse în echipamentele alimentate de la baterii. Figura 1 prezintă configurația minimă, sub forma unei surse simple de curent. Tensiunea de referință este obținută de la căderea directă de tensiune pe LED-ul D1 (aproximativ 1,5 V, pentru un LED roșu). R2 fixează curentul prin LED, iar tensiunea pe baza lui T1 este, din acest motiv, cu aproximativ 1,5 V mai mică decât bara de alimentare pozitivă. Tensiunea pe R1 este de aproximativ 0,85 V și această valoare poate fi folosită pentru a determina curentul de încărcare al acumulatorului, deoarece I_B = 0,85 R_i, independent de tensiunea de alimentare a circuitului.

Astfel, valoarea pentru R1 poate fi ușor calculată știind că cele mai multe acumulatoare NiCd se încarcă de preferință cu un curent reprezentând o zecime din capacitatea lor în amperi-oră (Ah). O serie dintre cele mai folosite acumulatoare și valorile corespunzătoare pentru R1 sunt prezentate în tabelul 1.

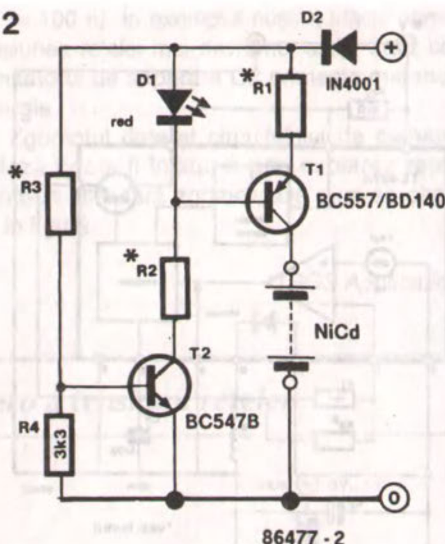
Un aspect demn de atenție al montajului este faptul că LED-ul D1 iese din funcțiune în absența unui acumulator, deoarece tensiunea pe R1 scade inevitabil. Curentul LED-ului care, în mod normal, trecea prin R2 va trece acum prin R1 și prin joncțiunea bază-emitor a lui T1.

Versiunea mai complicată a încărcătorului NiCd prezentată în fig. 2 include o diodă, pentru a proteja montajul în cazul unei conectări a tensiunii de intrare cu polaritate greșită. R3, R4 și T2 au fost incluse pentru a scoate din funcțiune încărcătorul în absența unei tensiuni de intrare suficient de mari. Tabelul 2 prezintă valorile corespunzătoare pentru R2 și R3 în funcție de numărul de elemente de 1,2 V care se află în componența unui acumulator NiCd.

Tabel 1

tipul de acumulator	mărimea	capacitatea (mAh)	curent încărcare (mA)	R1 (Ω)
9 V bloc	-	110	11	82
lady R1	N	180	18	47
micro RO3	AAA	180	18	47
penlight (mignon) R6	AA	500	50	15
baby R14	C	1200	120	6,8
		1800	180	4,7
mono R20	D	4000	400	2,2

2



Aproape orice tip de tranzistor cu siliciu tip pnp din seria BC funcționează satisfăcător pentru T1, în cazul în care curentul de încărcare nu depășește 100 mA. Tensiuni de intrare și / sau curenți de încărcare mai mari sunt, bineînțeles, suportate de un tranzistor de medie putere din seria BD.

Tensiunea de intrare în încărcător nu trebuie să fie stabilizată sau filtrată prea bine. De fapt, orice tip de încărcător ieftin poate fi folosit dacă are tensiunea continuă și curentul corespunzătoare.

În funcție de numărul de elemente conținute în acumulatorul NiCd, curentul de încărcare poate fi obținut și de la o baterie de 12 V de autoturisme.

Tabel 2

număr de elemente	Vin (min)	R2 (Ω)	R3 (Ω)
2	5	270	22
3	6	330	27
4	7,5	470	39
5	9	560	47
6	10	680	56
7	12	820	68

Montaje precum cele prezentate pot fi imediat realizate pe o mică placă din fibră de sticlă ce se potriveşte în echipamentul respectiv; tensiunea de intrare în încărcător este cel mai bine să fie conectată la o mică priză sau fişă montată în carcasă.

257 Convertor integrat de tensiune continuă

Acest circuit ridicător de tensiune continuă poate fi folosit prin încorporare în echipamentul care necesită prezenţa unei tensiuni de alimentare ce depăşeşte valoarea normală de alimentare a montajului, adică +5 V. Din acest motiv, este ideal pentru generarea tensiunii de +8 ... 12 V, necesară pentru alimentarea circuitului emiţător RS232 sau generarea tensiunii de +25 V, necesară pentru programarea EPROM-urilor. Convertorul de tensiune continuă tip L497 necesită foarte puţine componente pasive pentru traducerea oricăreia dintre tensiunile de ieşire menţionate în tabelul de mai jos.

Vi	Vo*	Ii (max)	R1•
5	10	125	8,8
5	15	80	13,8
5	20	60	18,8
5	25	50	23,8
<V>	<V>	<mA>	<kΩ>

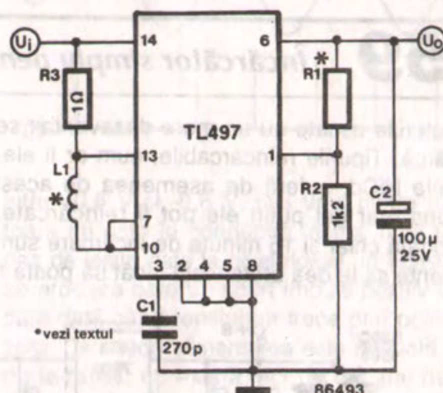
* tensiunea de ieşire specificată, fără sarcină

• valoarea teoretică; alegeţi cea mai apropiată valoare din seriile E12 sau E24

Dintre componentele asociate convertorului integrat, remarcaţi L1, care este o mică bobină, uşor de realizat prin înfăşurarea a aproximativ 85 de spire din fir de cupru-email 34SWG (∅ 0,2 mm) pe un mic miez (11 x 7 mm) tip oală, având valoarea de 160 pentru A1, adică tipul 6531-L160-A48, produs de Siemens. Inductanţa totală a lui L1 trebuie să fie de ordinul a 100 µH. Rezistenţa R1 trebuie dimensionată, aşa cum se indică în tabel, pentru oricare din tensiunile de ieşire în gol (fără sarcină). Observaţi că tensiunea pe R2 este fixată la 1,2 V şi, din acest motiv, valoarea lui R1 poate fi calculată cu:

R1 = (Vout−1,2) <kΩ>.

În final, curentul de ieşire poate fi mărit prin intermediul unui tranzistor de medie putere, într-o configuraţie convenabilă, la ieşirea V_0.



258 Redresor de precizie

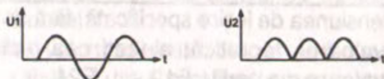
Acest redresor de precizie funcţionează cu o alimentare asimetrică, acceptă semnale de intrare de până la 3 Vvv şi are o gamă de frecvenţă ce se extinde de la curent continuu până la aproximativ 2 kHz. Amplificarea sa este unitară şi depinde în special de raportul R4 / R3. Amplificatorul operaţional A1 este conectat ca un amplificator de tensiune (A_0 = 1) şi A2 ca un amplificator inversor (A_0 = −1). Amplificatorul operaţional A2, tranzistorul T1 şi dioda D2 asigură ca tensiunea de ieşire U2 să fie identică cu excursia pozitivă a tensiunii de intrare U1. Atunci când U1 este pozitivă, ieşirea lui A1 este menţinută jos la aproximativ 0,25 V, astfel încât T2 este dezactivat şi nu poate influenţa semnalul de ieşire redresat.

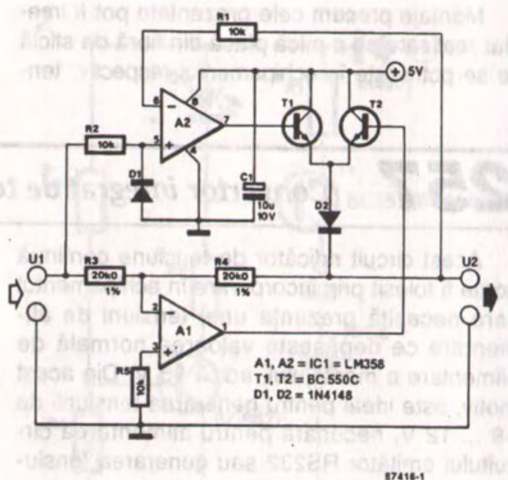
Componentele R2 şi D1 protejează etajul de intrare pnp din A2 împotriva tensiunilor

negative care sunt limitate efectiv la –0,6 V. Pentru excursia negativă a semnalului de intrare, funcționarea lui A1, T2 și D2 este similară cu a componentelor menționate anterior.

Tensiunea de vârf de la ieșirea circuitului de redresare este determinată în special de excursia maximă la ieșire a amplificatoarelor operaționale și de căderea de tensiune pe tranzistoare plus cea de pe D2; valoarea acesteia este în total de aproximativ 3 V.

Atunci când circuitul nu este comandat, el consumă aproximativ 1 mA și, din acest motiv, se pretează a fi realizat într-un echipament portabil, alimentat de la baterii.

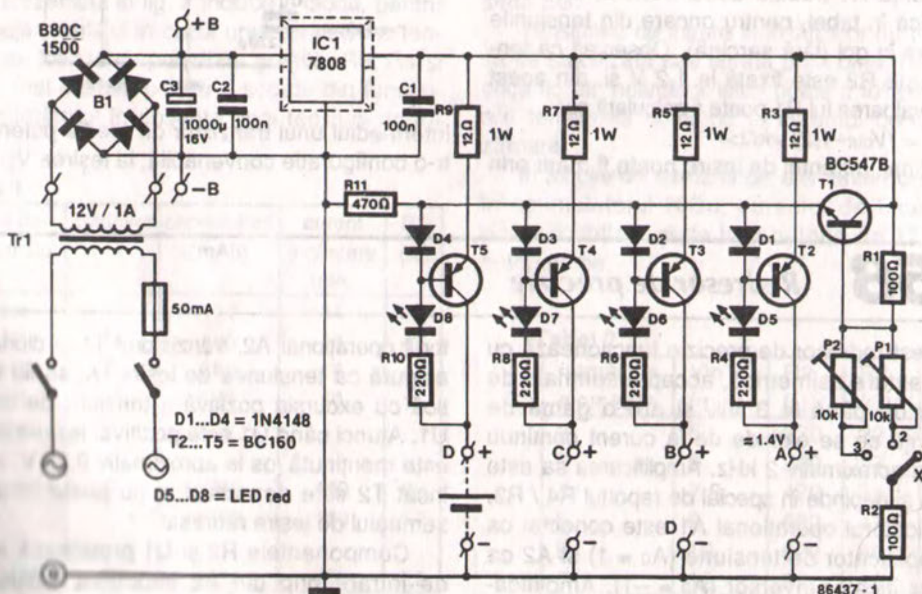




259 Încărcător simplu pentru acumulatoare NiCd

Bateriile uscate au un mare dezavantaj: se descarcă. Tipurile reîncărcabile, cum ar fi elementele NiCd, suferă de asemenea de acest neajuns, dar cel puțin ele pot fi reîncărcate. Câteodată chiar și 15 minute de încărcare sunt suficiente să le dea atâta viață încât să poată fi folosite la un bliț.

Un încărcător NiCd nu este, în esență, nimic altceva decât o sursă sofisticată de curent. Prezentul montaj conține patru astfel de surse, dotate cu un întrerupător comun, dar fiecare având câte un LED separat, care luminează



imediat ce acumulatorul este conectat la bornele sale.

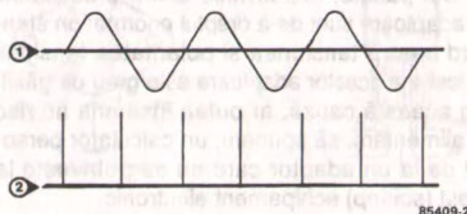
În poziția 1, fiecare dintre surse furnizează un curent de aproximativ 90 mA; în pozițiile 2 și 3, valori cuprinse, după dorință, între 100 și 300 mA. Observați că, oricum, la sursa care încarcă valori de curenți peste 200 mA, tranzistorul trebuie montat pe un radiator corespunzător. Din considerente de stabilitate, este recomandabil a se monta diodele D1 până la D4 inclusiv într-un contact termic bun cu tranzistoarele corespunzătoare.

Terminalele +B și -B permit ca montajul să funcționeze de la o sursă de c.c. de 12 V, așa cum sunt, de exemplu, bateriile de la autoturisme, în situațiile în care rețeaua nu este accesibilă.

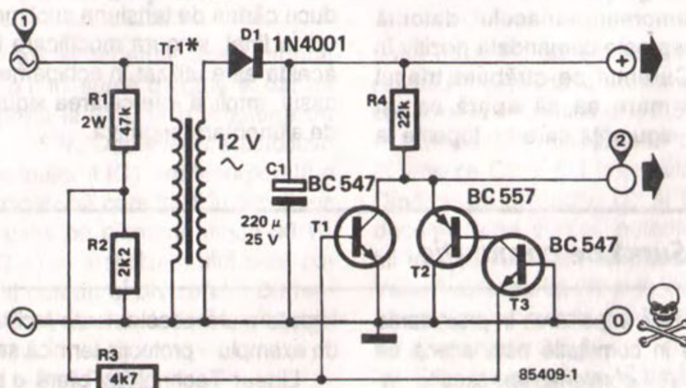
Elementele NiCd moderne pot suporta fără nici un fel de probleme o încărcare rapidă. Montajul de față poate încărca elemente de tip AA (= HP7 = R6) în aproximativ 8 ore (poziția 1 = 90 mA), de tip C (= HP11 = R14) în 10 ÷ 14 ore (poziția 2 = 180 mA) și de tip D (= HP2 = R20) în 20 de ore (poziția 3 = 200 mA).

260 Detector simplu de trecere prin zero

Detectoarele de trecere prin zero sunt adesea incluse în montaje mai complexe, sau fac parte dintr-un circuit integrat de la care nu ne interesează restul. În principiu, un astfel de detector este cerut pentru a da un impuls de fiecare dată când tensiunea rețelei trece prin potențialul zero.



Detectorul propus aici este într-adevăr foarte simplu - tensiunea de rețea este transformată, redresată cu D1 și filtrată cu C1, cu scopul de a furniza o tensiune continuă de 17 V. O parte din tensiunea rețelei este preluată de pe R2 și folosită la comanda tranzistoarelor T1 ... T3. În timpul semiperioadei pozitive, T1 conduce și T2 și T3 sunt blocate, în timp ce în timpul semiperioadei negative ea trece în conducție pe T2 și T3 în timp ce T1 este blocat. Atunci când tensiunea instantanee pe R2 se situează între +0,6 V și -0,6 V, nici unul dintre tranzistoare nu este în conducție, astfel încât tensiunea de ieșire este la nivel ridicat. În acest mod, se produce câte un scurt impuls pozitiv de fiecare dată când tensiunea trece prin potențialul zero. Deoarece alimentarea este preluată direct de la rețea, nu există nici un decalaj de fază datorat transformatorului obișnuit de separație. Atunci când tensiunea continuă de ieșire a



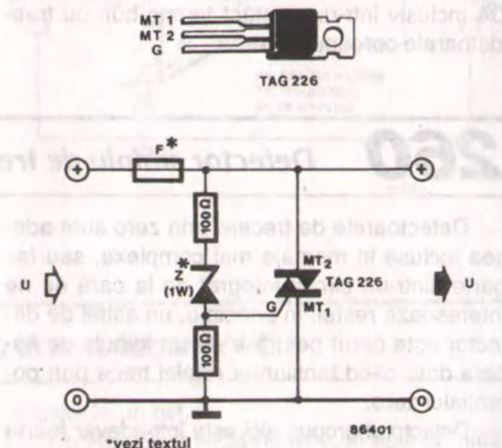
montajului este folosită pentru alimentarea unor circuite externe, trebuie să se țină seama de curentul necesar acestor circuite și de raportul transformatorului. Este posibil să fie nevoie să se mărească valoarea lui C1. În final, amintiți-vă că circuitul, și, din această cauză, și montajele externe, este conectat direct la rețea!

261 Protecție pentru surse

Folosirea unui adaptor extern de rețea pentru casetofoane, aparate de radio portabile, calculatoare personale, calculatoare de buzunar ș.a.m.d. se practică în mod curent, datorită faptului că, la astfel de aparate electronice, carcasele fie că nu permit încorporarea unei alimentări de la rețea, fie că acestea au fost concepute inițial să fie alimentate de la baterii.

Din păcate, nepotrivirile dintre producătorii de adaptoare sunt de-a dreptul enorme: un standard pentru tensiunea și polaritatea tensiunii de ieșire a acestor adaptoare este greu de găsit. Din această cauză, ar putea însemna un risc să alimentăm, să spunem, un calculator personal de la un adaptor care nu se potrivește la acest (scump) echipament electronic.

Aici este prezentat un montaj simplu ce previne o seamă de necazuri, iar prețul său extrem de scăzut justifică încorporarea sa în orice echipament care funcționează cu o sursă de curent continuu externă. Protecția pentru sursă constă din numai patru componente și o siguranță ce poate fi deja încorporată în echipament. Dioda Zener este aleasă să aibă o tensiune Zener mai mare cu aproximativ un volt decât tensiunea de alimentare a echipamentului. În cazul în care tensiunile de intrare în montaj au polaritate greșită, dioda Zener conduce și produce amorsarea triacului, datorită faptului că poarta sa este comandată pozitiv în raport cu MT2. Curentul ce străbate triacul este suficient de mare ca să apară ca un scurtcircuit pentru siguranța care se topește la



timp și întrerupe tensiunea de alimentare, înainte de a se produce defecțiuni ale componentelor echipamentului.

Funcționarea montajului în condiții de supraalimentare este foarte simplă, deoarece, în acest caz, dioda Zener alimentează de asemenea poarta triacului cu o tensiune de amorsare. Evident că, dacă totul este perfect, montajul de protecție este ca și inexistent pentru echipamentul din care face parte, deoarece el nu produce căderi de tensiune suplimentare.

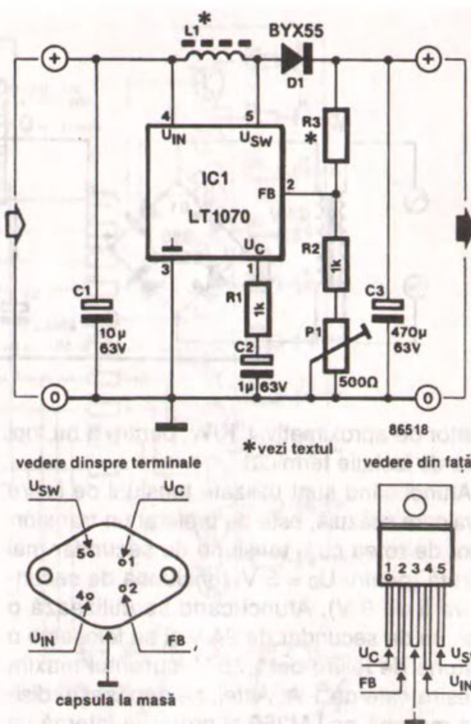
În final, singura modificare în montaj, dacă acesta este utilizat în echipamente cu plusul la șasiu, implică intercalarea siguranței pe borna de alimentare negativă.

262 Sursă de comutație

Una din problemele importante în proiectarea surselor de putere în comutație este aceea că cele mai utilizate (și convenabile) circuite integrate oferă absolut toate facilitățile dar nu și – de exemplu – protecția termică sau la scurtcircuit.

Linear Technology oferă o soluție la gama

lor de circuite integrate în comutație LT1070. Aceste circuite sunt ușor de utilizat, tot atât de ușor ca și obișnuitele stabilizatoare din familia cu trei terminale. S-au luat în considerare toate etapele pentru ca proiectarea unei simple dar eficiente surse de putere în comutație să devină cât se poate de ușoară. Curentul maxim de ieșire este de 5 până la 9 A, prevăzându-se de asemenea un circuit de limitare a acestuia.



Schema prezintă un convertor c.c. / c.c. în comutație, a cărui tensiune de ieșire este cuprinsă între 12 și 48 V dacă tensiunea de intrare este mai mare de 3 V. Tensiunea de intrare a acestui circuit trebuie să fie întotdeauna mai mică decât tensiunea de ieșire. Se poate bineînțeles modifica montajul, pentru a obține o tensiune de ieșire mai mică decât tensiunea de intrare. Una dintre modificări este înlocuirea lui L1 cu un transformator corespunzător.

Curentul de ieșire este dependent de valoarea tensiunii de intrare. Pentru o tensiune de intrare de 3 V, puterea maximă de ieșire este de 10 W. Prototipul nostru, alimentat de la 3 V, furnizează aproximativ 50 mA la 48 V, în timp ce la o intrare de 24 V curentul de ieșire a fost de peste 1 A.

Pentru construcție trebuie ținut cont de curenții mari de vârf: din această cauză, toate conexiunile trebuie să fie scurte, iar legăturile de intrare și ieșire trebuie să fie din conductor SWG20 (Ø 0,8 mm) sau mai groase. Această recomandare se aplică și conexiunilor pentru masă.

Trebuie de asemenea observat că vârfurile sunt prezente la tensiunea de ieșire. Dacă este necesar, acestea pot fi eliminate de un filtru LC, a cărui inductanță are aceeași valoare ca L1 iar capacitatea este cuprinsă între 10 și 100 µF. Calitatea condensatorului este de mare importanță, deoarece este necesară o rezistență serie mică pentru semnalele RF.

263 *Sursă de putere reglabilă de 3 A*

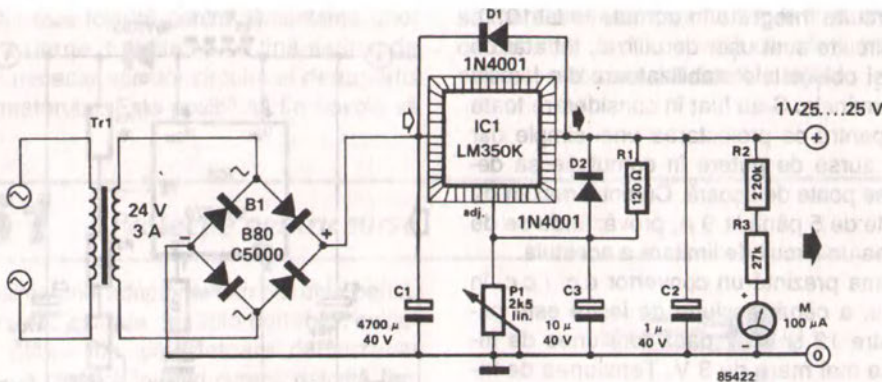
După cum arată și schema, acest montaj este într-adevăr o mini-sursă de putere, dar ea poate asigura până la 3 A, la o tensiune de ieșire de 1,25 ... 25 V. Observați că stabilizatorul de tensiune integrat IC1 are încorporată o protecție de suprasarcină care intră în funcțiune atunci când disipația pe element atinge 30 W. Pinul ADJ (reglare) al stabilizatorului este conectat la punctul comun al divizorului de tensiune R1-P1. Tensiunea de ieșire U_0 se calculează cu:

$$U_0 = [1{,}25\,(1 + P1 / R1)]\ V$$

unde P1 și R1 sunt exprimate în ohmi (valoarea lui P1 este măsurată între cursor și punctul conectat la R1, adică 0 ... 2,5 kΩ).

C1 este un condensator obișnuit de filtrare, în timp ce C2 și C3 îmbunătățesc stabilizarea. Diodele de protecție D1 și D2 asigură ca, la deconectarea sursei, potențialul de la ieșirea lui IC1 să fie mult mai pozitiv decât cel de intrare. Valoarea lui R1 a fost aleasă astfel încât să asigure un curent maxim de sarcină prin IC1 de aproximativ 3,5 A.

Este important ca IC1 să fie montat pe un



radiator de aproximativ 1°K/W, pentru a nu topi pasta de izolație termică!

Atunci când sunt utilizate tensiuni de ieșire de valoare scăzută, este de preferat un transformator de rețea cu o tensiune de secundar mai scăzută (pentru U_0 = 5 V, tensiunea de secundar va fi de 9 V). Atunci când se utilizează o tensiune de secundar de 24 V și se folosește o tensiune de ieșire de 1,25 V, curentul maxim de ieșire este de 1 A. Altfel, se depășește disipația maximă pe LM350 și protecția internă va



bloca stabilizatorul. Dacă tensiunea de secundar este de 9 V și U_0 = 1,25 V, curentul maxim de sarcină urcă la 2,5 A.

264 Întârziere vizibilă a conectării

În timpul proceselor de reparare sau testare a echipamentelor electrice, se dorește adesea să avem mai mult timp la dispoziție după cuplarea tensiunii, pentru a agăța o sondă de osciloscop sau tester la circuitul în cauză.

Acest montaj vă oferă destul timp să ajungeți la orice componentă din circuit, deoarece echipamentul este cuplat numai după un interval de timp ce urmează apăsării butonului de start.

Funcționarea montajului este următoarea. Apăsând butonul de start S1, inițializați bistabilul realizat cu N2 și N3, determinând astfel ca N3 să furnizeze impulsuri de tact numărătorului decadic IC3. Tranzistoarele de comandă de la ieșirile acestui circuit integrat vor aprinde LED-urile unul după altul, indicând funcționarea înapoi a numărătorului circuitului. Re1 este anclanșat în momentul în care ultimul LED din șir luminează. IC3 este blocat prin intrarea sa CE, iar bistabilul N2-N3 este șters, toate acestea producându-se în același timp. Echipamentul, alimentat prin contactele releului, este conectat, iar utilizatorul poate face măsurătorile dorite.

Intervalul de întârziere la cuplare poate fi reinițializat sau întrerupt în timpul contorizării, prin apăsarea lui S2, care șterge bistabilul și numărătorul.

În timpul ultimelor trei etape de numărare, un buzer de avertizare este făcut să sune, prin intermediul lui N4. Această funcție poate fi eliminată prin intermediul lui S3. Re1 nu trebuie să consume mai mult de 100 mA, însă contactele sale trebuie să fie corespunzătoare sarcinii ce se comută.

265 *Inversor de tensiune*

Aici avem un circuit care produce o tensiune negativă dintr-una pozitivă, adică, din +5 V se obțin –10 V. Tensiunea de ieșire U_0 se calculează cu:

$U_0 = -1{,}2\ (R1 / R2 + 1)$ [V].

Ca și în cazul altor circuite similare, curentul maxim de ieșire depinde de diferența dintre tensiunile de intrare și ieșire și se calculează cu:

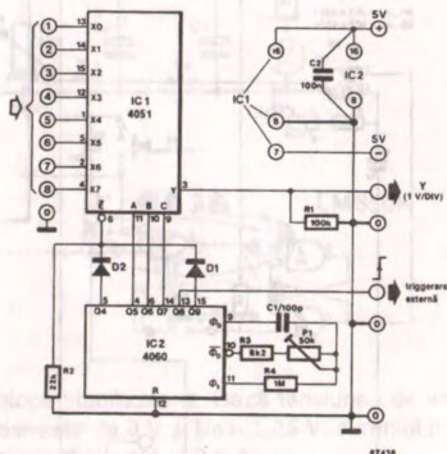
$I_{0(max)} = 500 / (R1 / R2 + 1)$ [mA].

Șocul se realizează ușor pe un miez tip oală, de 17,5 mm, pe care s-au înfășurat 85 de spire cu 0,2 mm^2 din fir de cupru emailat bobinat strâns. Tensiunea maximă de intrare în circuitul integrat este de 15 V.

Randamentul este de ordinul a 60%.

266 *Afișaj pentru tensiune, cu 8 canale*

În mod normal, este foarte dificilă urmărirea simultană a tendințelor a 8 tensiuni lent variabile în timp, dacă nu imposibilă, chiar și cu ajutorul a opt voltmetre analogice sau digitale. Acest montaj transformă un osciloscop obișnuit într-un dispozitiv de afișare pentru tensiuni continue foarte versatil, pentru 8 canale de tensiune continuă. Tendința fiecăruia dintre cele 8 nivele de intrare este ușor de observat, cu toate că rezoluția obținută nu este foarte mare.



Schema montajului prezintă utilizarea unui multiplexor analogic cu 8 canale, IC1, care este versiunea electronică a unui comutator rotativ cu 8 căi cu contactele notate X_0-X_7, iar cursorul cu Y. Canalul corespunzător este selectat prin aplicarea unui cod binar la intrările A-B-C. Exemplu: codul binar Ø11 (A-B-C) care activează canalul 7 ($X_6 \rightarrow Y$). Intrările A-B-C ale lui IC1 sunt comandate de trei ieșiri succesive ale numărătorului binar IC2, care este reglat să oscileze cu aproximativ 50 kHz, prin intermediul lui P1. Atâta timp cât numărătorul nu este resetat, starea binară a ieșirilor Q5, Q6 și Q7 se modifică în trepte de la Ø la 7, într-o manieră ciclică. Fiecare dintre tensiunile continue de la intrările 1 ÷ 8 este pentru scurt timp conectată la intrarea Y a osciloscopului. Toate cele opt nivele de intrare pot fi văzute simultan, prin fixarea bazei de timp a unui osciloscop în concordanță cu timpul ce îi este necesar numărătorului să furnizeze la ieșirile sale Q5-Q6-Q7 stările Ø până la 7. Timpul corect de pornire a trasei osciloscopului este asigurat prin utilizarea ieșirii Q8 a numărătorului pentru generarea unui impuls de basculare. Diodele D1 și D2 asigură ceva spațiu între barele adiacente pe ecran și creează o linie orizontală de referință.

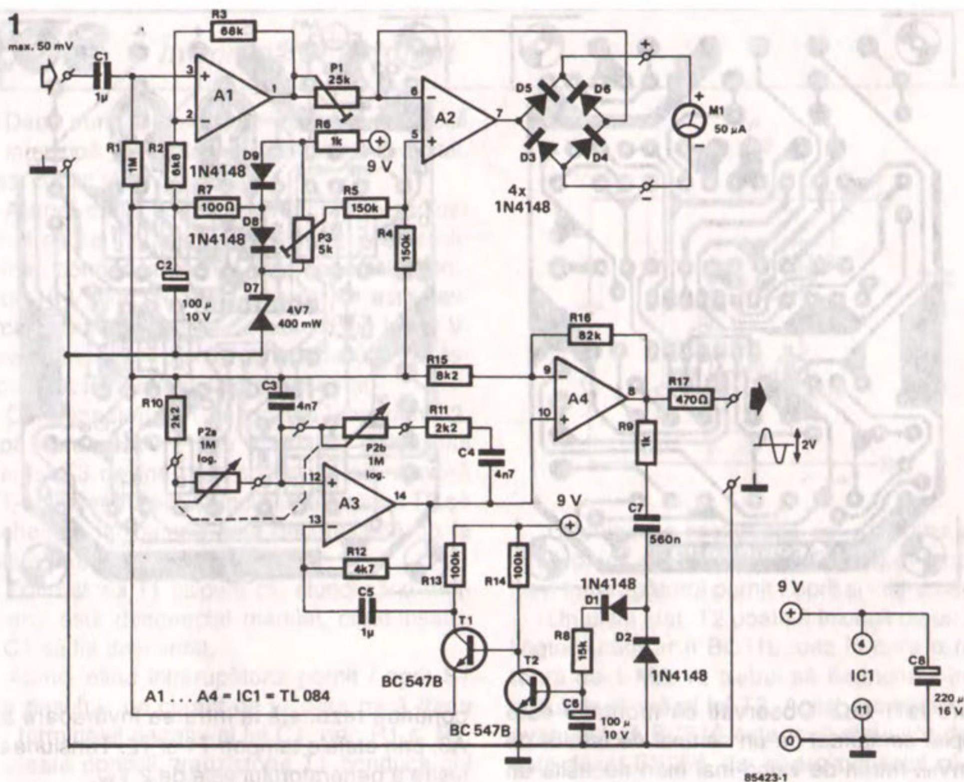
Baza de timp pentru osciloscop trebuie fixată la 0,5 ms/div, iar bascularea trebuie să aibă loc pe frontul pozitiv al semnalului extern. Fixați sensibilitatea verticală la 1 V/div. Gama de intrare a acestui montaj este de la –4 V la +4 V și canalele conectate sunt șuntate cu aproximativ 100 k.

Reglarea afișajului pentru 8 canale de tensiune este foarte simplă. Selectați reglajele osciloscopului așa cum s-a menționat anterior și reglați P1 până când toate cele 8 canale sunt vizibile pe întreaga lățime a ecranului.

Montajul necesită un curent modest, sub 5 mA, de la o sursă simplă de ±5 V sau de la două baterii uscate de 4,5 V.

267 *Tester audio*

Un simplu milivoltmetru și un la fel de simplu generator sinusoidal sunt instrumentele ideale pentru verificarea și testarea unui echipament audio. Testerul audio le combină pe cele două, așa cum se observă în figura 1, unde A1 și A2 formează circuitul milivoltmetru,



în timp ce generatorul sinusoidal este realizat din A3 și A4.

Testerul audio este alimentat (asimetric) de la o baterie de 9 V a cărei tensiune trebuie înjumătățită pentru amplificatoarele operaționale. Acest lucru este realizat de dioda Zener D7. Acest Zener este polarizat prin R6, iar tensiunea de referință este preluată de la punctul comun al diodelor D8-D9, prin rezistența R7. Tensiunea de referință este, din acest motiv, de aproximativ 5,3 V. Căderea de tensiune constantă pe cele două diode se aplică semireglabilului P3, care servește pentru compensarea tensiunii de decalaj a lui A2 (permițând milivoltmetrului să fie calibrat la zero). Semnalul de intrare este aplicat, prin intermediul filtrului trece-sus C1/R1, intrării neinversoare a lui A1. Pentru toate scopurile practice, acesta fixează impedanța de

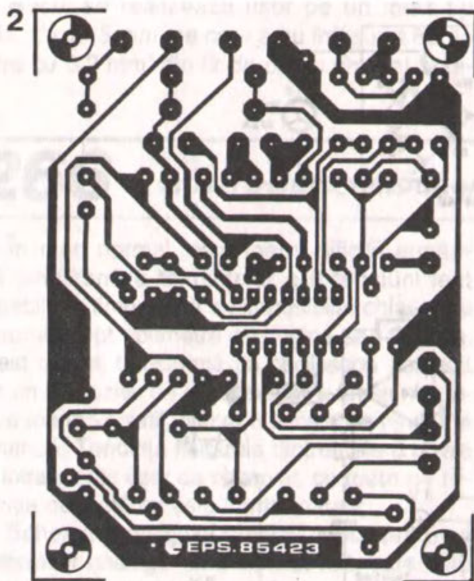
Lista de componente:

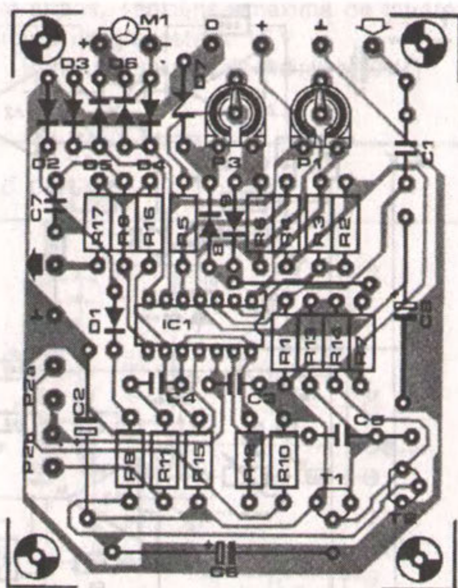
Rezistențe:
- R1 = 1 M
- R2 = 6k8
- R3 = 68 k
- R4, R5 = 150 k
- R6, R9 = 1 k
- R7 = 100
- R8 = 15 k
- R10, R11 = 2k2
- R12 = 4k7
- R13, R14 = 100 k
- R15 = 8k2
- R16 = 82 k
- R17 = 470 Ω
- P1 = 25 k semireglabil (vezi textul)
- P2 = 1 M semireglabil dublu, logaritmic
- P3 = 5 k semireglabil

Condensatoare:
- C1, C5 = 1 µ folie de plastic metalizată
- C2, C6 = 100 µ / 10 V
- C3, C4 = 4n7
- C7 = 560 n
- C8 = 220 µ / 16 V

Semiconductoare:
- D1 ... D6, D8, D9 = 1N4148
- D7 = diodă Zener 4V7 / 0,4 W
- T1, T2 = BC547B
- IC1 = TL084

Diverse:
- M1 = aparat cu cadru mobil, 50 µA (vezi textul)
- PP3 (9 V) = baterie cu conectoare miniatură
- întrerupător pornit / oprit (opțional - vezi textul)
- placă de circuit imprimat tip PCB 84923





intrare la 1 MΩ. Observați că montajul este complet comandat de un semnal de intrare de 50 mV_{ef}. Intrări de valori mai mari necesită un divizor de tensiune la intrare sau o micșorare a amplificării în A1, prin scăderea valorii rezistenței R3. Dacă această rezistență este redusă la 6k8, de exemplu, amplificarea lui A1 este 2 și sensibilitatea de intrare este de 275 mV_{ef}.

Deviația cap de scală a instrumentului este fixată de P1. Amplificatorul operațional A2 împreună cu diodele D3 ... D6 funcționează ca un redresor bialternanță activ. Instrumentul este conectat în diagonala punții de diode. Pentru a fi siguri că și cele mai mici tensiuni alternative se pot măsura, potențialele la cele două intrări ale lui A2 trebuie să fie absolut egale. Datorită acestui fapt, prin R5 se aplică o tensiune mică de decalaj intrării neinversoare.

Generatorul sinusoidal este în principiu un oscilator în punte Wien, A2, ale cărui componente ce determină frecvența sunt P2, C3 și C4. Pentru a asigura o funcționare stabilă, o buclă de reacție negativă activă preia o parte a semnalului de ieșire de la amplificatorul buffer A4, îl redresează (D1, D2) și îi aplică tensiunea continuă rezultată la intrarea inversoare a lui A3, prin etajele tampon T1 și T2. Tensiunea de ieșire a generatorului este de 2 V_{vv}.

Testerul audio se realizează cel mai bine pe placa cu circuit imprimat prezentată în figura 2. Instrumentul indicator poate fi de orice tip, de la 50 μA la 1 mA. Observați că valoarea lui P1 din figura 1 este pentru un instrument de 50 μA; pentru diferite valori de cap de scală, această valoare trebuie schimbată invers proporțional. De exemplu, dacă se folosește un instrument de 500 μA, P1 trebuie să fie 2k5.

Milivoltmetrul este calibrat prin conectarea tensiunii de referință la un divizor compus dintr-o rezistență de 820 Ω în serie cu 100 kΩ; tensiunea în punctul lor comun va fi de 45 mV. Aplicați această tensiune la intrarea inversoare (+) a lui A1 și reglați P1 până când instrumentul indică „45".

Consumul de curent al testerului audio este de aproximativ 10 mA și, din acest motiv, este recomandat să se includă un întrerupător pornit / oprit. Banda de frecvență se extinde de la 150 Hz la 20 kHz.

268 *Întrerupător automat*

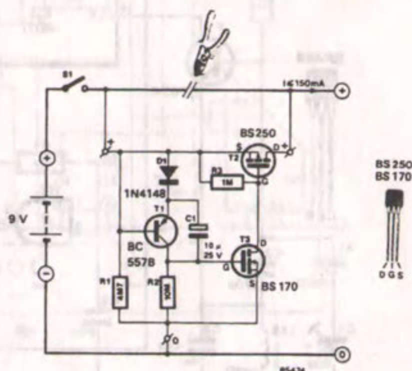
Dacă sunteți unul dintre cei mulți care uită să întrerupă alimentarea multimetrului digital, acest circuit vi se potrivește.

Atunci când acest mic montaj, ce a fost gândit să fie încorporat în multimetru, este alimentat, condensatorul C1 este conectat la borna de +9 V, prin D1. Atâta timp cât C1 este descărcat, grila lui T3 este de asemenea la +9 V, ceea ce face ca T3 și T2 să conducă. În aceste condiții, instrumentul este alimentat.

Condensatorul C1 se încarcă încet prin R2. După aproximativ 2 sau 3 minute, potențialul grilei lui T3 devine prea scăzut ca să mențină FET-ul în conducție. Atunci și tranzistorul T2 se blochează, iar bateria este deconectată de la multimetru.

Tranzistorul T1 asigură ca, atunci când multimetrul este deconectat manual, condensatorul C1 să fie descărcat.

Atunci când întrerupătorul pornit / oprit S1 este deschis, un curent de valoare mică trece prin terminalul negativ al lui C1, prin R1 și R2. În aceste condiții, tranzistorul T1 conduce și-l descarcă pe C1. În acest fel, montajul este gata în orice moment să fie folosit din nou. Fără T1, ar trebui să existe o întârziere de câteva minute, înainte ca circuitul să poată fi cuplat din nou.



Circuitul se realizează cel mai bine pe o mică placă de fibră de sticlă și apoi introdus între întrerupătorul pornit / oprit și instrument.

Un ultim sfat: T2 poate fi înlocuit de un Darlington, cum ar fi BC516, caz în care o rezistență de 1 MΩ va trebui să fie inclusă în circuitul de drenă al lui T3. Acest aranjament are avantajul că BC516 este mult mai ușor de obținut decât BS250, dar și dezavantajul că produce o cădere de tensiune puțin mai mare în circuit: 0,8 V, în comparație cu mai puțin de 0,1 V, în cazul folosirii lui BS250. Curentul, în ambele cazuri, este de 10 mA.

269 *Generator pentru calibrări*

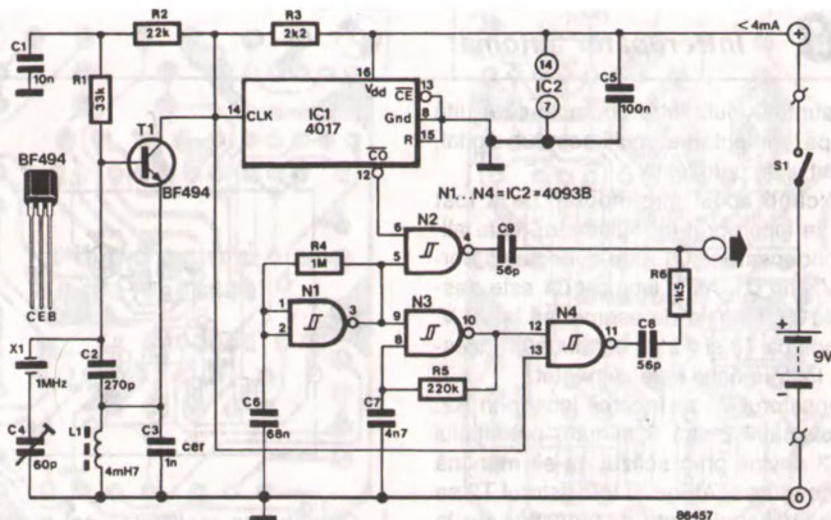
Un generator pentru calibrări se utilizează în special la multe dintre receptoarele radio mai vechi, care nu au, sau au o indicație de frecvență foarte aproximativă. Oricum, etajele RF ale acestor receptoare sunt mult superioare modelelor moderne și, în consecință, multe dintre aceste „antichități" sunt încă în funcțiune.

Montajul prezentat în schema alăturată furnizează semnale de calibrare în multipli de 100 kHz și 1 MHz, toate fiind accesibile simultan, așa încât nu este necesară nici o comutare.

Semnalul de ieșire al oscilatorului cu cristal T1 este divizat cu 10, în IC1. Astabilul N1 funcționează cu o frecvență de aproximativ 22 Hz, care este destul de joasă pentru a permite acordarea în zero a bătăilor chiar și la recepția în SSB. Sunetul generat de armonicele de 100 kHz (în MA) este ca acela al unei ciocănitori.

Astabilul N3 funcționează la aproximativ 1,5 kHz și este modulat cu semnalul de 22 Hz. În consecință, semnalul de 1 MHz apare timp de 22 ms ca o undă purtătoare, care este modulată cu semnalul de 1,5 kHz pe durata următoarelor 22 ms. Acest semnal este, de asemenea, ușor de acordat pentru bătaie zero.

Montajul poate fi folosit până la 30 MHz, atunci când se folosesc circuite integrate CMOS, și până la aproape 300 MHz, cu circuite integrate HCMOS.

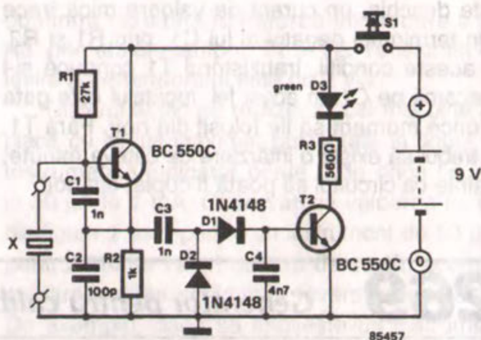


270 Tester pentru cristale

Mulți dintre electroniștii amatori au cristale aruncate peste tot, despre care nu știu dacă mai funcționează corect. Testerul pentru cristale descris aici ne va arăta rapid dacă un cristal poate fi utilizat sau aruncat.

Tranzistorul T1 și cristalul care se testează formează un oscilator. Condensatoarele C1 și C2 formează un divizor de tensiune în circuitul oscilatorului. Dacă respectivul cristal este în bună stare, oscilatorul va funcționa. Tensiunea sa de ieșire este atunci redresată și filtrată de D1 și, respectiv, C4. Tensiunea continuă rezultată pe baza lui T2 este suficientă pentru a trece acest tranzistor în conducție, astfel încât LED-ul va lumina.

Montajul se pretează a fi folosit cu cristale

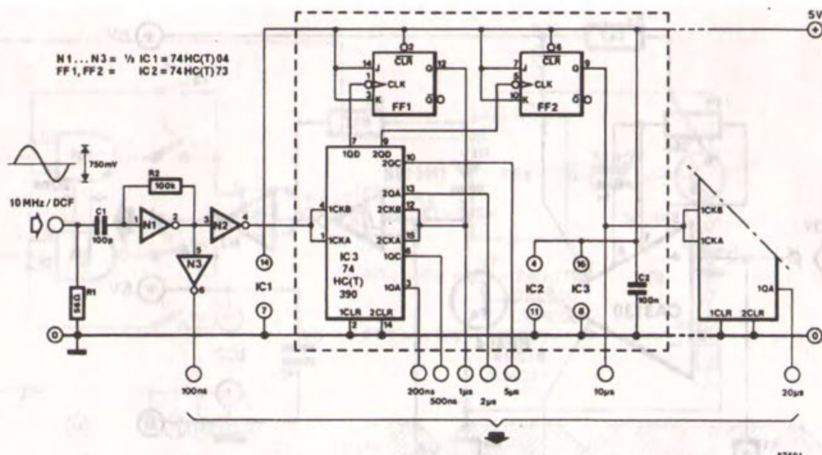


ale căror frecvențe sunt cuprinse între 100 kHz și 30 MHz. Consumul de curent este de aproximativ 50 mA.

271 Cascadă de divizare

Acest montaj poate fi comandat fie de un semnal analogic, fie de un semnal digital cu o frecvență precisă de 10 MHz, cu scopul de a fi divizat și de a se obține un număr de perioade folosite în mod obișnuit pentru baze de timp.

Oscilatorul propus în figură (1) se pretează mai ales pentru comanda acestei cascade, deoarece el oferă o stabilitate excelentă datorită utilizării unui cristal de cuarț de 10 MHz montat într-o incintă termostatată electronic. Trebuie să



observați că ieșirea sa este compatibilă digital, așa încât componentele R1-C1 și R2 de la intrarea montajului prezentat aici pot să lipsească, adică N1 va fi comandat direct. Atunci când se folosește un semnal analogic sinusoidal de 10 MHz, amplitudinea acestuia trebuie să fie de 750 mV_{vv}. Evident că atunci sunt necesare R1-C1 și R2 pentru a face semnalul analogic compatibil pentru comanda lui IC3. Schema circuitului ne arată că această cascadă poate fi extinsă prin adăugarea altor circuite 74HC(T)390 și perechi de bistabile.

Circuitul 74HC(T)390 (IC3) ține locul a două numărătoare: primul dintre ele divide cu 2 ($1Q_A$) iar al doilea cu 5 ($1Q_C$). Bistabilul FF1 este comandat cu ieșirea $1Q_D$ și oferă la ieșire semnalul :10. Acesta este aplicat de asemenea la intrările CLK ale celui de-al doilea numărător conținut în IC3. Acesta divide de asemenea cu 2 și 5, în timp ce FF2 dă un factor total de divizare de 100 în primul bloc al cascadei.

Utilizarea numărătoarelor decadice permite obținerea la ieșire a unor perioade frecvent utilizate ca baze de timp ale unui osciloscop. Se pot adăuga numărătoare și bistabile cu scopul de a obține perioade relativ lungi, dar precise, pentru aplicații particulare. Consumul de curent al circuitului prezentat este de aproximativ 12 mA.

Cu două blocuri divizoare suplimentare, curentul total consumat este de aproximativ 25 mA, nu 36 mA, deoarece circuitele HCMOS necesită mai puțină putere pentru frecvențe de tact mai mici.

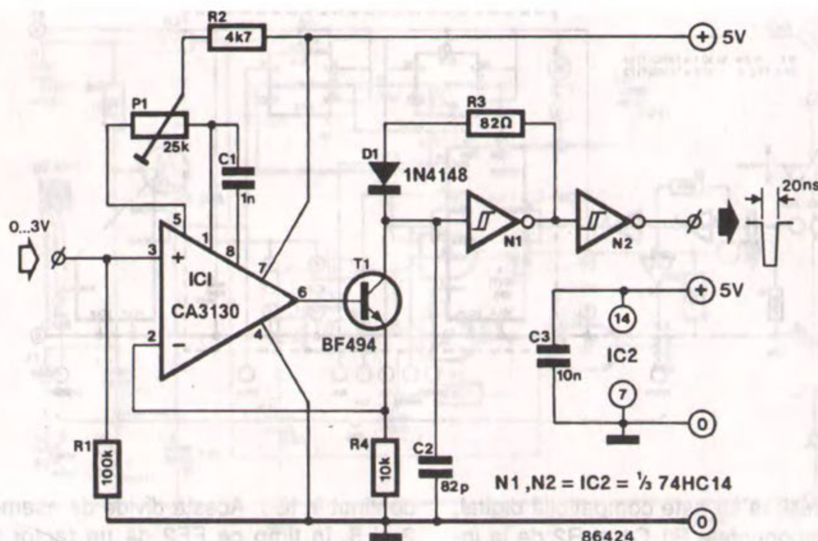
Bibliografie:

(1) *Oscilatoare compensate în temperatură.* Elektor Electronics, ianuarie 1986.

272 *Generator de impulsuri rapid comandat în tensiune*

Anumite măsurători și aplicații în comanda unor procese necesită etaje de generatoare de impulsuri care trebuie să funcționeze într-o gamă largă de frecvențe și, de aceea, trebuie să producă un semnal cu o durată foarte mică. Acesta este motivul pentru care montajul propus folosește porți de tip MOS (HCMOS) complementare de mare viteză. Prototipul produce, în mod normal, un impuls cu durată de 20 ns într-o gamă de frecvență de la câteva sute de herți la 25 MHz.

Combinația IC1-T1 este o sursă de curent comandată în tensiune care descarcă C2. Încărcarea rapidă a acestui condensator se realizează prin tensiunea de la ieșirea triggerului Schmitt N1-R3-D1. Limita inferioară a frecvenței montajului depinde în special de tensiunea de offset a amplificatorului operațional IC1. Cu



scopul de a permite fixarea limitei inferioare a frecvenței, T1 trebuie astfel polarizat încât la o tensiune de intrare de 0 V să nu fie parcurs de nici un curent. Pentru acest lucru, semireglabilul de ajustare a offsetului, P1, trebuie reglat corect. În final, lățimea (durata) impulsului de ieșire poate fi mărită prin creșterea capacității lui C2, lucru care nu modifică gama de baleiere ce se poate obține.

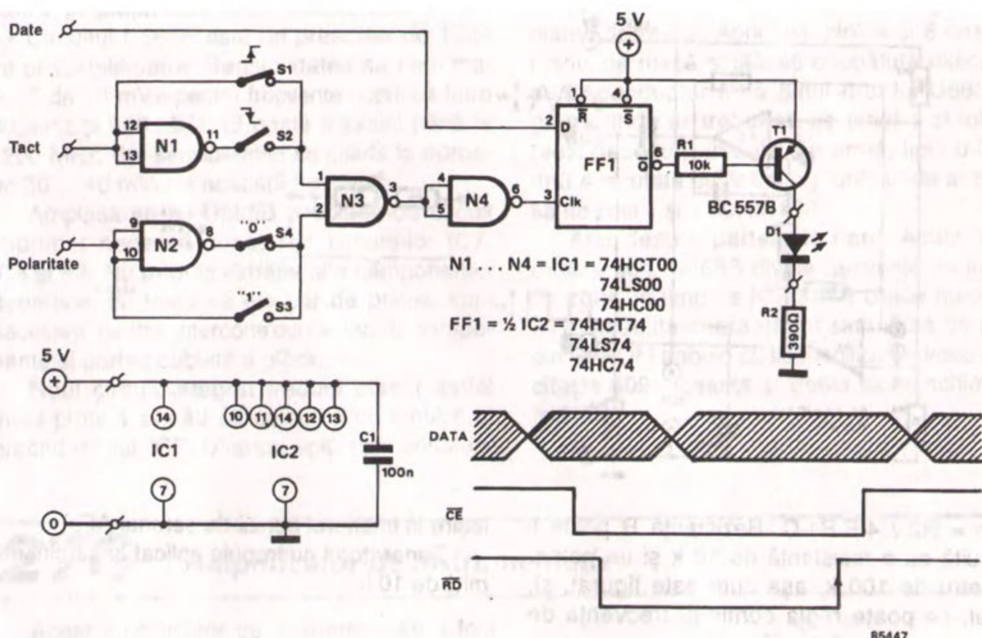
Bibliografie: *E. Abbel, Electronic Design 18 (1984), paginile 270-271.*

273 *Detector de defecte pentru µP*

Cine a încercat măcar o dată să găsească defecte - într-un sistem cu microprocesor - cu un tester, a avut experiența inutilității acestuia. Aceasta, datorită faptului că semnalele la magistralele de adrese, date și comenzi sunt constant și rapid modificate. Aceasta înseamnă că nu este chiar atât de important nivelul semnalului, cât momentul la care sunt prezente semnalele. Pentru căutarea corectă a defectelor, aveți nevoie de un analizor logic ce este capabil să indice mai multe semnale simultan.

Dacă nu aveți un analizor logic, detectorul prezentat aici vă oferă soluția. Vorbind în sens strict, acesta nu este nimic mai mult decât un bistabil multivibrator (FF1). Datele sunt pur și simplu citite în mod direct și determină ca D1 să lumineze sau să fie stins, în funcție de starea lui FF1. Bistabilul crește numai la momentul în care intrarea sa de tact (pinul 3) basculează de la un nivel jos la un nivel înalt.

Semnalul de tact este, astfel, cheia tuturor măsurătorilor efectuate cu detectorul, și aceasta înseamnă că el trebuie ales cu oarecare grijă pentru fiecare test. Să presupunem că trebuie să verificați dacă o anumită porțiune a memoriei este în ordine. Semnalul $\overline{CE}$ de la memorie este, în acest caz, conectat la intrarea QUAL a testerului. Întrerupătorul S4 trebuie să fie închis, deoarece $\overline{CE}$ este activ în starea jos. Astfel, testerul poate doar să citească în timpul semnalului $\overline{CE}$ al memoriei RAM ce se testează. Intrarea CLK a testerului este conectată la semnalul $\overline{RD}$ al memoriei. Citirea poate fi afișată, în acest caz, în timpul frontului pozitiv al semnalului. Prin urmare, întrerupătorul S1 trebuie să fie închis. De exemplu, citirea este efectuată de o comandă PEEK în BASIC. Dioda D1 va lumina, în acest caz, în concordanță cu



semnalul emis de RAM în timpul acestui proces.

Fiți atenți că acest BASIC nu este folosit de circuitele RAM ce se află sub testare, deoarece în acest caz ar fi mai mult decât un ciclu de citire și testerul ar reține numai pe ultimul dintre acestea. Pentru acest caz nu există o soluție ușoară, dar adesea ar fi posibil, cu ajutorul unui circuit de supraveghere, să se determine microcomputerul să execute numai o comandă din limbajul mașină.

Pentru ca testerul să fie mic, se folosesc întrerupătoare DIL (duble în linie) pentru S1 ... S4. Observați că numai S1 sau S2 și S3 sau S4 pot fi închise simultan, în orice moment.

Se vor folosi circuite integrate de tip LS, deoarece acestea reprezintă o sarcină relativ mare pentru circuitul supus testării, dar tipurile HCT sunt mai bune. Acestea sunt complet compatibile cu tipurile LS dar au impedanțe de intrare mari. Cele de tip HC vor fi folosite numai atunci când sistemele sunt executate în întregime numai cu circuite CMOS. Sursa de alimentare poate fi, în acest caz, mai mare de 5 V.

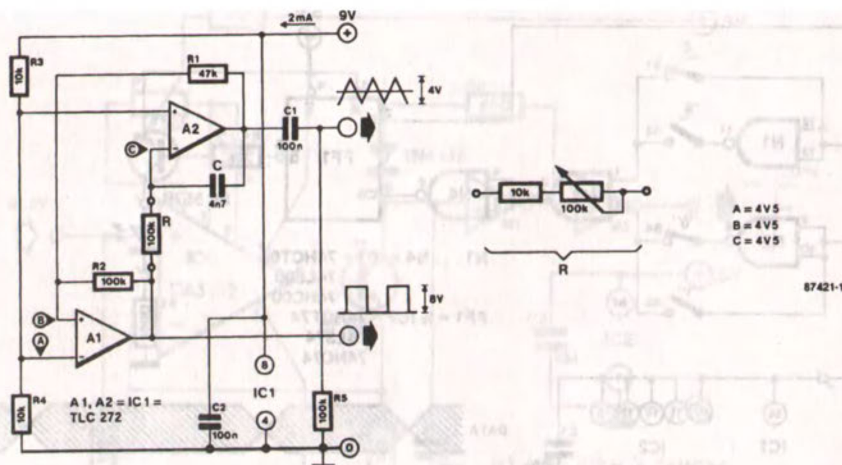
Consumul de curent al acestui montaj este mic: 10 mA pentru LED și 5 mA pentru circuitele integrate (dacă acestea sunt TTL).

274 *Generator de funcții*

Acesta este un circuit absolut simplu, pentru un generator AF ce furnizează un semnal dreptunghiular și unul triunghiular, și poate fi alimentat de la o singură sursă de 9 V. Generatorul de semnal propriu-zis este un amplificator operațional dual CMOS de tip TLC272, produs de Texas Instruments. Acest circuit integrat este remarcabil prin consumul său redus de curent și gama largă de operare.

Montajul este în fond compus din două părți funcționale. Amplificatorul operațional A1 este conectat să funcționeze ca un trigger Schmitt al cărui punct de basculare este fixat la 4,5 V, în timp ce A2 este un integrator ce transformă semnalul dreptunghiular de la A1 într-o undă triunghiulară.

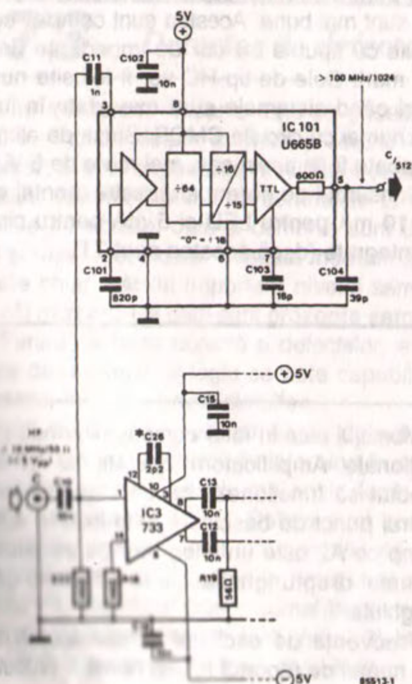
Frecvența de oscilație a montajului este dată numai de raportul R/C și poate fi calculată



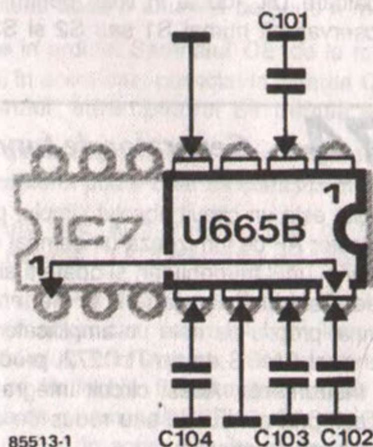
cu $f_0 = R2 / 4 \cdot R \cdot R1 \cdot C$. Rezistența R poate fi înlocuită cu o rezistență de 10 k și un potențiometru de 100 k, așa cum este figurat, și, astfel, se poate regla continuu frecvența de ieșire în interiorul benzii de semnal AF.

Generatorul nu trebuie aplicat la sarcini mai mici de 10 k.

275 *Prescaler pentru GHz*



În *Etaj de intrare de 1,2 GHz* (februarie 1985), pentru frecvențmetru comandat cu microprocesor, am utilizat un circuit prescaler SB8755 pentru IC7. Acest circuit integrat, ce divide semnalul de 100 ... 1200 MHz de la intrarea C cu 512, este perfect pentru scopul propus, dar este mult mai costisitor. Relativ recent, un alt circuit



prescaler - mult mai ieftin și mai sensibil - a apărut pe piață: U665B, produs de Telefunken.

Circuitul U665B este un prescaler de 1024 cu preamplificator. Sensibilitatea sa este mai bună de 10 mV_{ef} pentru frecvențe cuprinse între 80 MHz și 900 MHz. El poate fi folosit până la 1200 MHz, dar sensibilitatea sa scade la aproape 30 ... 40 mV_{ef} la această frecvență.

Amplasarea lui U665B pe placa de circuit imprimat necesită scoaterea circuitelor IC7, IC8 și P3. Nu trebuie extrase alte componente, deoarece, cu toate că ele par de prisos, sunt necesare pentru interconexiunile dintre componente și partea cablată a plăcii.

Noul circuit integrat trebuie plasat astfel încât pinul 1 al său să coincidă cu pinul 8 al precedentului IC7. Ulterior, lipiți condensatoarele C101, C102, C103 și C104 direct pe pinii corespunzători ai noului circuit integrat și la planul de masă. Apoi lipiți pinii 4 și 6 direct la planul de masă și plasați o legătură executată cu fir conductor între pinul 8 al lui U665B și gaura unde ar trebui să fie pinul 1 al lui IC7 (vezi desenul). În cele din urmă, lipiți o legătură executată cu fir între găurile unde ar trebui să fie pinii 1 și 11 ai lui IC8.

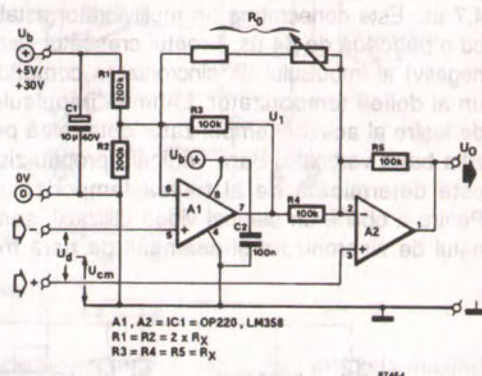
Atât despre partea de hard. Acum, ceva despre soft. U665B divide frecvența de intrare cu 1024, în timp ce IC7 + IC8 divide numai cu 512. Această diferență înseamnă că un octet din EPROM trebuie să fie modificat: adresa $627 citește $09; aceasta ar trebui să fie schimbată în $ØA.

276 *Amplificator de instrumentație*

Acest amplificator de instrumentație a fost proiectat inițial pentru digitizorul serial descris în (1), dar se pretează de asemenea pentru multe alte aplicații.

Amplificatorul permite utilizarea unei legături relativ lungi, fără interferențe, între traductor sau senzor și intrarea digitizorului.

Baza teoretică pentru circuit este rezumată în tabelul alăturat. Se observă că rejecția uzuală a amplificatorului servește la înlăturarea interferenței. În practică, totuși, marginile inferioare ale intrărilor și ieșirilor amplificatoarelor operaționale impun câteva limitări. Ambele tipuri sugerate au



Amplificator de instrumentație de mică putere

Considerați o mărime $U_{CM} - 0{,}5\ U_d$ la intrarea „–" a circuitului, și $U_{CM} + 0{,}5\ U_d$ la intrarea „+". Aceasta corespunde unei intrări de mod comun U_{CM}, și unei intrări diferențiale U_d. Curenții la intrarea inversoare pot fi sumați, formând două ecuații:

$$(U_b - U_{CM} + ½\ U_d) \cdot (1 / R1) + (U_d / R_0) + (U1 + ½ \cdot U_d) \cdot (1 / R3) = (U_{CM} - ½ \cdot U_d) \cdot (1 / R2) \quad (1)$$

$$(U1 = U_{CM} - ½ \cdot U_d) \cdot (1 / R4) + U_0 - ½ \cdot U_d) \cdot (1 / R5) = U_d / R_0 \quad (2)$$

unde:

$R1 = R2 = 2 \cdot R3 = 2 \cdot R4 = 2 \cdot R5 = 2 \cdot Rx$, (1) și (2) pot fi introduse în:

$U_0 = 2 \cdot (1 + Rx / R_0) \cdot U_d + ½ \cdot U_b$

ceea ce arată că intrarea de mod comun (U_{CM}) a fost rejectată. Câștigul diferențial, Ax, al circuitului este, din acest motiv:

$Ax = 2 + (2 \cdot Rx / R_0)$

și se poate regla între 0 și 1000, prin modificarea lui R_0.

tranzistoare de intrare tip pnp capabile să suporte tensiuni cuprinse între 0 și $U_b-1{,}5$ V. Ieșirea lui OP220 poate furniza tensiuni cuprinse între 0 și U_b-1 V, cea a lui LM358 între 0 și $U_b-1{,}5$ V.

Consumul de curent al amplificatoarelor operaționale este mic, de aproximativ 150 µA pentru OP220 și 1 mA pentru LM358, în timp ce viteza de creștere este de aproximativ 0,04 V/µs și, respectiv, 0,4 V/µs. Pentru o precizie optimă, este recomandat a se folosi rezistențe de mare stabilitate (1%) pentru pozițiile R1 ÷ R5 inclusiv.

(PMI Application)

Bibliografie:

(1) *Universal peripheral equipment*

(2) *Serial Digitizer*, Elektor Electronics, septembrie 1986, pagina 23 și următoarele.

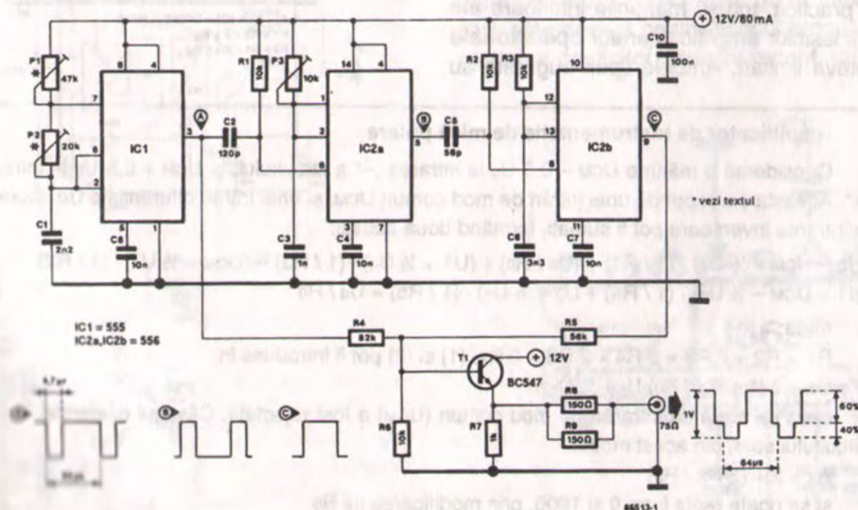
277 *Generator de bară verticală*

Semnalele video transmise de cele mai multe stații TV sunt destul de complexe. Pentru teste și experimente, totuși, un semnal foarte simplu va fi suficient. Montajul prezentat aici reprezintă o mică și ieftină sursă de impulsuri de sincronizare a liniilor și a barei verticale.

Primul dintre cele trei temporizatoare din schemă asigură impulsurile de sincronizare de 4,7 µs. Este conectat ca un multivibrator astabil cu o perioadă de 64 µs. Frontul crescător (aici, negativ) al impulsului de sincronizare comandă un al doilea temporizator. Lățimea impulsului de ieșire al acestui temporizator determină poziția barei verticale. Bara verticală propriu-zisă este determinată de al treilea temporizator. Pentru a obține un semnal video utilizabil, semnalul de sincronizare și semnalul de bară trebuie însumate, fapt care are loc în R4-R5-R6. Rețeaua de rezistențe este urmată de un etaj de separare ce asigură o impedanță de ieșire de 75 Ω. Prin urmare, montajul poate fi conectat direct la intrarea video standard. Semnalele de sincronizare și de bară ocupă 40% și, respectiv, 60% din semnalul compus.

Calibrarea se realizează prin conectarea montajului la un monitor sau, prin intermediul unui modulator, la un receptor obișnuit TV. Semireglabilele P1, P2 și P3 sunt poziționate pe mijlocul cursei. Rotiți P1 pentru a obține o imagine fixă. Dacă impulsul de sincronizare este prea lat, el va fi vizibil în partea stângă a ecranului. Impulsul poate fi îngustat cu ajutorul lui P2, după care P1 necesită o mică reajustare.

Dacă este disponibil un osciloscop, P2 poate



fi reglat inițial pentru a obține impulsuri de 4,7 μs la ieșirea lui IC1 (pinul 3). Apoi perioada totală este fixată la 64 μs cu ajutorul lui P1.

Bara verticală este fixată cu P3, fapt ce termină calibrarea, deoarece lățimea este fixă.

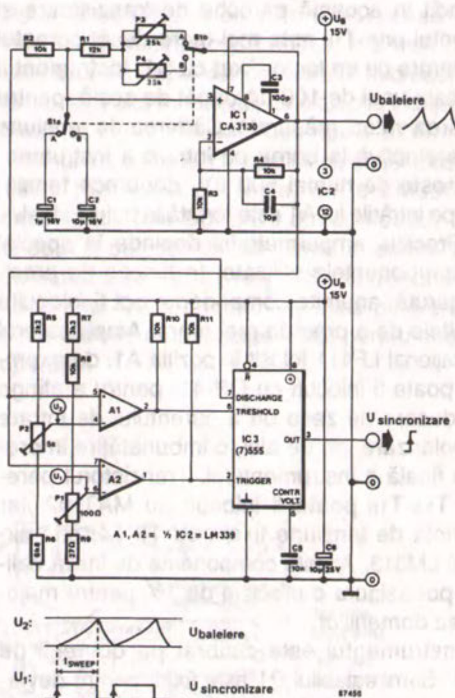
278 Generator de baleiaj logaritmic

Acest montaj oferă la ieșire un semnal logaritmic utilizat la comandarea intrării unui VCO, din cadrul articolului *Generator de funcții*, publicat în Elektor Electronics[1], dar poate fi utilizat la fel de bine și pentru alte generatoare. În mod normal, funcția exponențială este obținută de la o joncțiune B-E (sensibilă cu temperatura) dintr-un tranzistor, dar în acest montaj se utilizează o rețea simplă R-C și un amplificator operațional - pentru a genera baleierea logaritmică.

În legătură cu schema montajului, U_s este aplicat intrării generatorului VCO, în timp ce U_{sync} este utilizat pentru declanșarea unui osciloscop pe frontul pozitiv al semnalului. Spre deosebire de cazul generatorului de baleiaj[2] din Elektor Electronics, baza de timp a osciloscopului este utilizată pentru deflexia orizontală, așa că axa orizontală (frecvența) are o scară logaritmică. Gama de baleiere este 1:100 (U_{VCO} = 0,1-10 V). Amplificatorul operațional IC2 este dimensionat pentru un câștig 2·(R3-R4) și generează o tensiune de baleiere U_s, cu ajutorul rețelei P3 / P4-R1-C1 / C2.

$U_s = U_1 \cdot \exp(t / R1 \cdot C1)$ unde: $U_1 \leq U_s \leq U_2$.

Atunci când U_s atinge nivelul U_2, bistabilul din IC3 este resetat. Condensatorul C1 (sau C2) este descărcat prin R2 și descarcă intrarea în 555 (sau 7555) până când $U_s = U_1$, fapt ce determină ca IC3 să fie inițializat și să înceapă următoarea perioadă de baleiere. Ieșirea monostabilului furnizează semnalul de declanșare pentru osciloscop.



Pentru a regla montajul, fixați generatorul pe 100 Hz , frecvența externă. Conectați intrarea lui VCO la cursorul lui P1 (nu uitați legătura la masă) și reglați acest semireglabil pentru a obține o frecvență de ieșire de 100 Hz. Apoi conectați intrarea de la VCO la cursorul lui P2 și reglați acest semireglabil pentru a obține o frecvență de ieșire de 10 kHz. Continuați cu conectarea osciloscopului, fixat pe 10 ms/div. și declanșare externă. Tensiunea de baleiaj este aplicată la intrarea Y, iar sensibilitatea verticală este reglată până când excursia maximă a lui U_s atinge limita superioară a ecranului. Treceți S1 pe poziția A (baleiere 0,1 s) și reglați P3 până când vârful tensiunii exponențiale atinge colțul din dreapta-sus al ecranului. Același lucru se repetă cu S1 pe poziția B (baleiere 1 s) și cu osciloscopul pus pe 100 mV/div. (reglaj P4). Cu aceasta, reglajele sunt terminate și U_s poate fi conectată la intrarea lui VCO. Consumul de curent al montajului este mai mic de 25 mA, sau 15 mA, dacă se utilizează 555 sau, respectiv, 7555.

Bibliografie:

(1) *Function generator,* Elektor Electronics, decembrie 1984.

(2) *Audio sweep generator,* Elektor Electronics, noiembrie 1985.

279 *Ampermetru pentru curenți mici*

Acest ampermetru, cu 7 domenii, măsoară curenții cuprinși între câțiva pA până la 100 μA, fără a utiliza rezistențe de precizie și de valori foarte mari. Montajul este realizat în jurul unei oglinzi de curent T_{1a}-T_{1b}. Curentul de intrare este oglindit în această pereche de tranzistoare și curentul prin T_{1b} este mai mare decât curentul de intrare cu un factor fixat cu S1. Instrumentul M1 este unul de 100 μA capăt de scală, pentru afișarea valorii măsurate. Căderea de tensiune serie efectivă la borna de intrare a instrumentului este de numai 500 μV, deoarece tensiunea pe intrările lui A1 este forțată la nulul virtual.

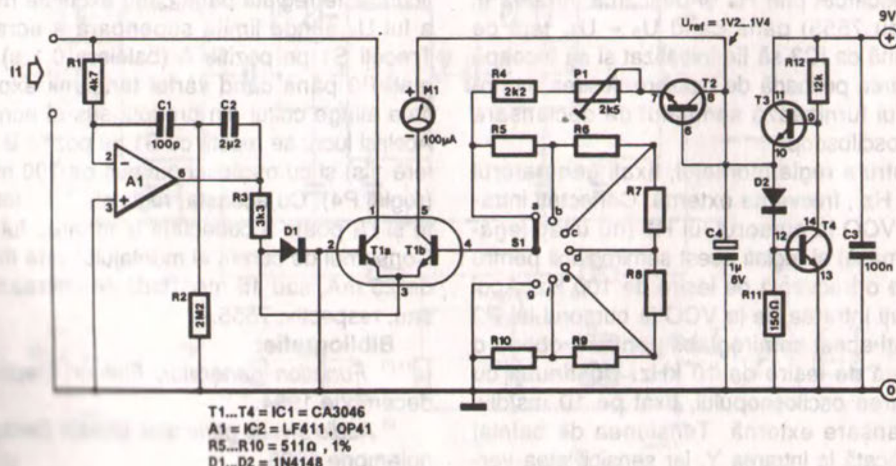
Precizia ampermetrului depinde în special de componentele utilizate. În funcție de precizia cerută, anumite componente pot fi înlocuite cu altele de o precizie mai mare. Amplificatorul operațional LF411 folosit în poziția A1, de exemplu, poate fi înlocuit cu OP-41, pentru a atinge o reducere de zece ori a curentului de intrare de polarizare iar, de aici, o îmbunătățire în precizia finală a instrumentului. Tranzistorul pereche T_{1a}-T_{1b} poate fi înlocuit cu MAT-02, iar referința de tensiune fixată cu T3-T4, prin circuitul LM313. Aceste componente de înaltă calitate pot asigura o precizie de 1% pentru majoritatea domeniilor.

Instrumentul este calibrat pe domenii de 1 μA. Semireglabilul P1 este fixat, pentru deviația de cap de scală a lui M1, la un curent de intrare de 1 μA.

Dacă se intenționează să se execute un cablaj imprimat pentru picoampermetru, trebuie să se aibă în vedere că două trasee de cupru paralele, lungi de 2,5 cm și distanțate la 1,25 mm, pe o placă suport epoxi sau fibră de sticlă, prezintă o rezistență de pierderi de aproape 100 GΩ. Aceasta corespunde unui curent de pierderi de 150 pA, la o diferență de potențial de 15 V. Evident că placa de circuit imprimat pentru prezentul montaj trebuie să fie perfect curată, pentru a se evita scurgerile de curent prin murdărie și sacâz. Se va avea de asemenea în vedere că izolația capetelor de măsură standard face practic imposibilă măsurarea curenților mai mici de 1 pA. Singura cale de a elimina această dificultate este de a folosi aer uscat sau PTFE (teflon).

Bibliografie: *PMI Linear and Conversion Applications Handbook.*

S1	I1
a	100 pA
b	1 nA
c	10 nA
d	100 nA
e	1 μA
f	10 μA
g	100 μA

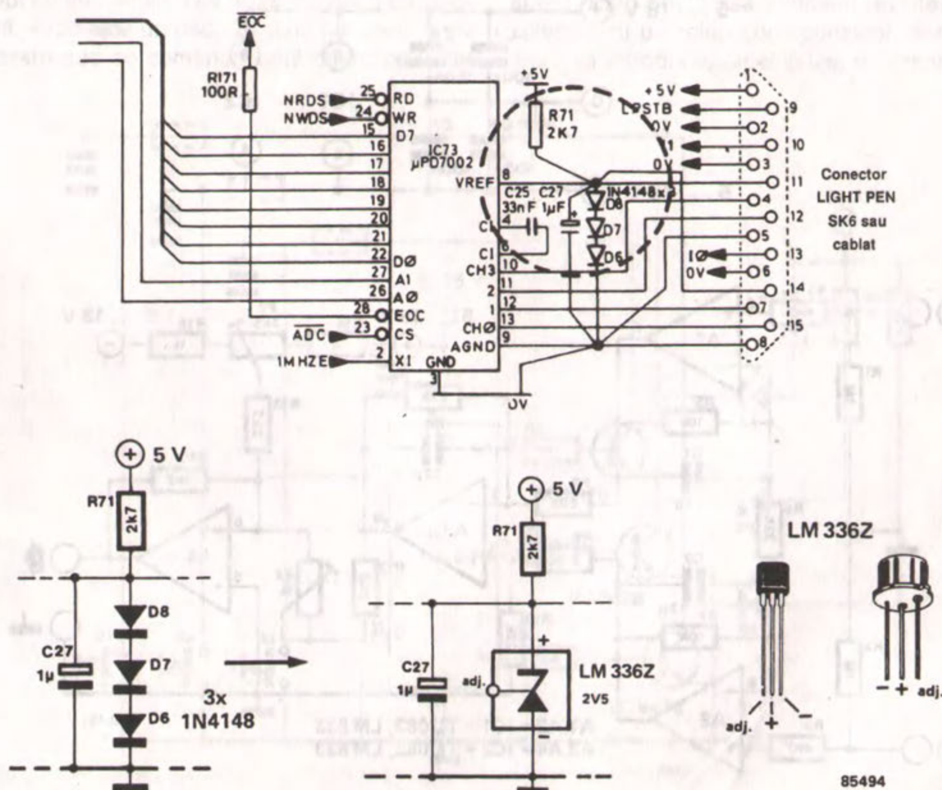


280 Măsurări cu microcomputerul BBC

Microcomputerul BBC, unul dintre cele mai bune computere de pe piață în ceea ce privește raportul calitate / preț, poate fi folosit la aplicații diverse, datorită variatelor interfețe prevăzute în configurație standard. Cele patru intrări analogice, fiecare cu o rezoluție de 10 biți, îl recomandă pentru măsurarea oricărui tip de proces.

Din nefericire, există un neajuns: tensiunea de referință slabă asociată intrărilor analogice. Această tensiune este obținută de la trei diode normale conectate în serie. Variația descrisă aici a fost folosită în microcomputerul nostru BBC de câtva timp.

Diodele D6 ... D8 din schemă asigură o tensiune de referință de 1,8 V, care este perfectă pentru utilizarea cu o interfață de joystick dar nu este bună acolo unde se măsoară valori absolute. Cele trei diode sunt, din această cauză, înlocuite de o diodă Zener de 2,5 V de tip LM336Z. Această diodă are o derivă termică mai mică de 1,8 mV pe întreaga gamă de temperatură 0 ... 70°C și stabilitatea sa pe termen lung este mai bună de 20 p.p.m. la 25°C. Rezistența sa internă este de 0,4 Ω, ceea ce o face ideală pentru scopul nostru. Mai mult chiar, este ușor de implantat pe cablajul microcomputerului fără alte modificări, cu excepția îndepărtării diodelor D6 ... D8. Microcomputerul rămâne, bineînțeles, complet compatibil cu softul existent. Tăiați terminalul de reglaj de la LM336Z și dezlipiți diodele D6 ... D8 din computer. Lipiți anodul și catodul diodei Zener la conexiunea de catod a lui D6 și, respectiv, conexiunea de anod a lui D8. Un letcon de mică putere și de bună calitate este indispensabil pentru această operație.



281 Amplificator pentru aparat de măsură

Un amplificator pentru aparat de măsură este conceput spre a fi utilizat între senzor sau alt dispozitiv de măsură, cum ar fi un cap de probă, și indicator. El este caracterizat de o impedanță mare de intrare, în mod obișnuit 1 MΩ, precum și de o intrare diferențială. O intrare diferențială asigură că semnalul de ieșire nu poate fi afectat de brumul sau zgomotul indus în cordoanele instrumentului.

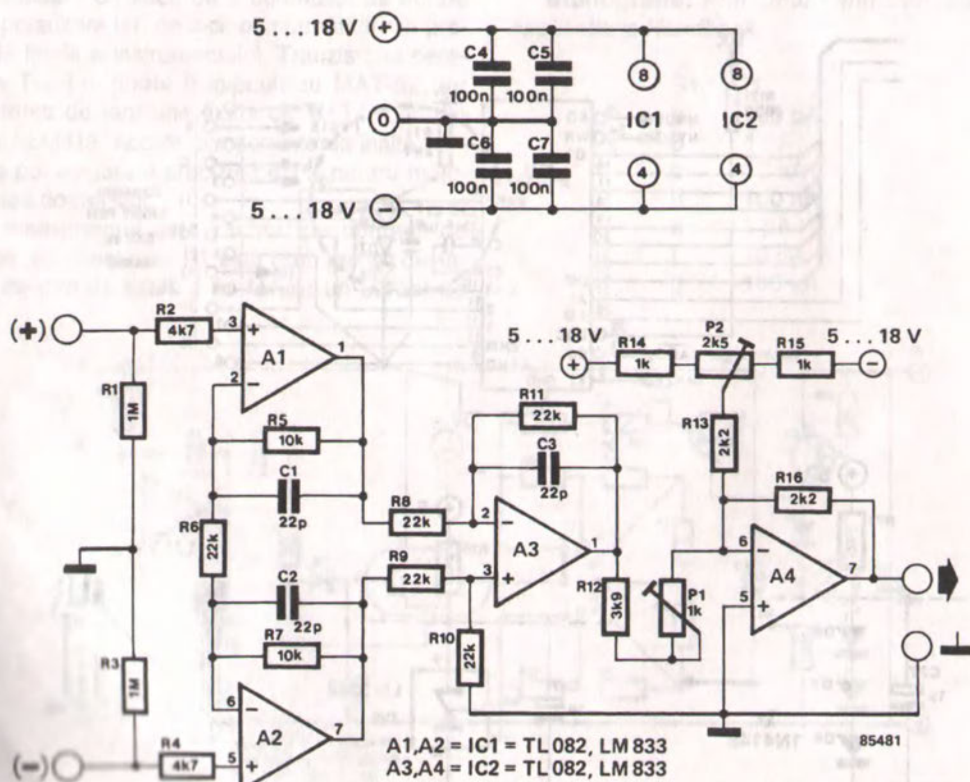
Semnalele de intrare sunt separate de amplificatoarele diferențiale A1 și A2. Condensatoarele de 22 pF din pozițiile C1 și C2 elimină orice tendință de oscilație. Ieșirea amplificatorului operațional A3 este o funcție a diferenței dintre cele două semnale de intrare. Amplificatorul operațional A4 se utilizează pentru a compensa orice offset și, de asemenea, pentru fixarea exactă a amplificării unitare. Banda de trecere a circuitului prezentat nu e mai mică 100 kHz, iar defazajul este 0°.

După cum s-a menționat deja, amplificatorul poate fi utilizat cu orice senzor, de exemplu în comanda asistată de calculator a încălzirii centrale sau pentru supravegherea temperaturii ambiante în camere. Poate fi de asemenea utilizat cu un multimetru sau osciloscop.

Nivelul vârf la vârf al semnalului de intrare nu trebuie să depășească 80% din tensiunea de alimentare.

Consumul de curent este sub 25 mA la o tensiune de alimentare de ±18 V.

Calibrați montajul prin reglarea lui P2 în condiții de lipsă de semnal pentru a obține o ieșire zero, și fixați exact amplificarea unitară, cu P1. Dacă doriți să atingeți perfecțiunea, utilizați rezistoare de 1%.



282 *Selector pentru aparate de măsură*

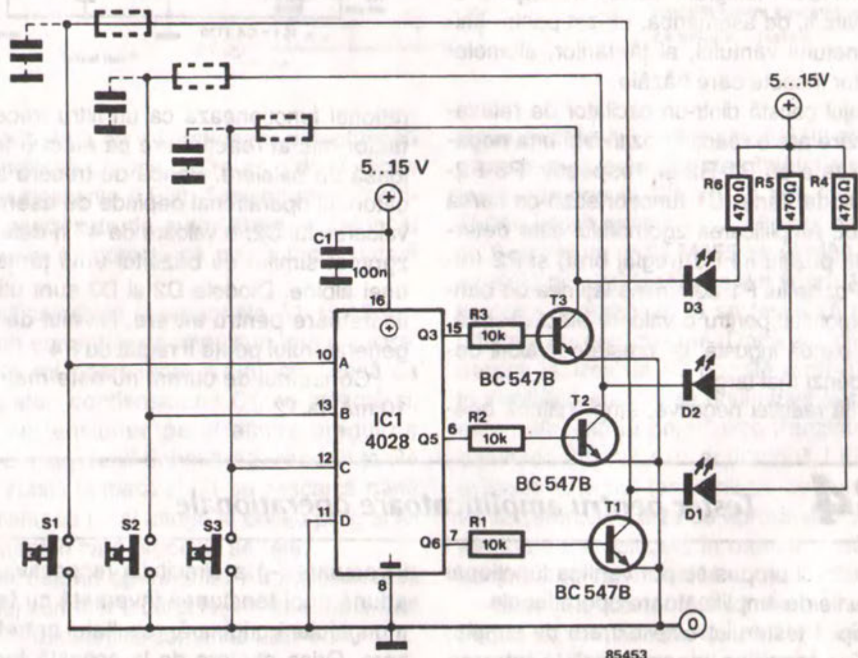
Atunci când se utilizează un singur aparat indicator pentru a măsura tensiunea a trei surse diferite este, bineînțeles, posibil să se folosească un comutator rotativ cu trei poziții pentru a selecta oricare dintre surse. Totuși, trebuie avută grijă, fiindcă întrerupătorul trebuie să fie de tipul celor care întrerup înainte de a face noul contact, în caz contrar două surse sunt interconectate, fapt care este - în mod normal - foarte neplăcut.

Orice echivalent electronic al comutatorului rotativ trebuie, bineînțeles, să întrerupă înainte de a realiza noul contact. Din păcate, tranzistoarele au proprietatea de a intra în conducție mult mai repede decât se blochează. De exemplu, un tranzistor BC547 bine comandat are nevoie de µs pentru a se bloca, dar de mult mai puțin timp pentru a trece în conducție.

Montajul de față ocolește aceste probleme de potențial prin utilizarea nivelului de ieșire drept criteriu, în timp ce 4028 servește de referință. 4028 este un decodor „unu din zece" activ în stare sus ce comandă unul dintre cele trei tranzistoare T1 ... T3. Să presupunem că T1 este în conducție: tensiunea sa de colector este scăzută, la fel ca și intrarea A de la 4028. Celelalte două colectoare sunt la potențial înalt, ca și intrările B și C ale decodorului. Datorită acestui fapt, 4028 „vede" codul binar 6 (110) la intrările sale, fapt care determină ca pinul 6 să treacă în logic sus, așa că T1 este comandat ferm.

Dacă, în aceste condiții, o altă cheie, de exemplu S2, este operată, se asigură un cod greșit, adică 4 (100). Ieșirea 4 a lui 4028 este oricum neconectată, T1 se blochează, dar T2 încă nu este comandat. Numai după ce T1 a fost efectiv blocat și potențialul său de colector crește, apare 5 (101) la intrările lui 4028 și T2 va putea fi apoi comandat.

În practică, tensiunea de colector poate fi utilizată pentru comanda întrerupătorului CMOS ce asigură comutările de game sau canalul de sunet. Este posibil să înlocuim rezistența de colector cu un releu corespunzător, dar acest lucru va introduce, bineînțeles, o și mai lungă



perioadă de întârziere (de ordinul milisecundelor). În acest caz, reacția la intrare trebuie realizată de un contact separat al releului, dar trebuie să fim absolut siguri că are loc o comutare corectă!

Altă variantă include o rezistență în fiecare buclă de reacție și scurtcircuitarea fiecărui contact de comutare printr-un condensator. Această rețea RC va asigura o întârziere rezonabilă în timpul comutării.

Consumul de curent al lui 4028 este mic (CMOS!) în timp ce acela al tranzistoarelor depinde de valoarea rezistențelor de colector.

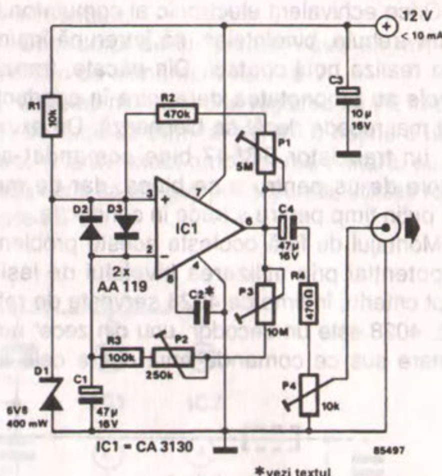
Cu valorile din schemă, el este de 18 mA pentru o tensiune de alimentare de 10 V.

283 *Generator de zgomot*

În mod obișnuit, zgomotul este definit ca semnale electrice nedorite împrăștiate într-un spectru relativ plat, larg, de frecvențe. În multe dintre echipamente se iau mari precauții pentru reducerea la minim a cantității de zgomot, rezultând astfel un factor redus de zgomot.

Fără îndoială, zgomotul este util pentru măsurarea comportării unui circuit în diverse condiții de intrare.

De exemplu, se utilizează un generator de zgomot pentru măsurători pe cabluri coaxiale, la conexiuni în microunde, precum și ale decodoarelor RTTY (transmisii teletype) și CW (unde continue = telegrafie radio). Montajul prezentat poate fi, de asemenea, utilizat pentru imitarea sunetului vântului, al țânțarilor, albinelor sau al altor insecte care bâzâie.



Montajul constă dintr-un oscilator de relaxare, IC1, care are o reacție pozitivă și una negativă, realizate cu P1-R2 și, respectiv, P3-P2-R3-C1. Dioda Zener D1 funcționează ca sursă de zgomot. Amplificarea zgomotului este determinată de poziția lui P3 (reglaj brut) și P2 (reglaj fin). Poziția lui P1 determină lățimea de bandă a zgomotului: pentru o valoare efectivă mică, rezultă o bandă îngustă, iar creșterea valorii determină benzi mai largi.

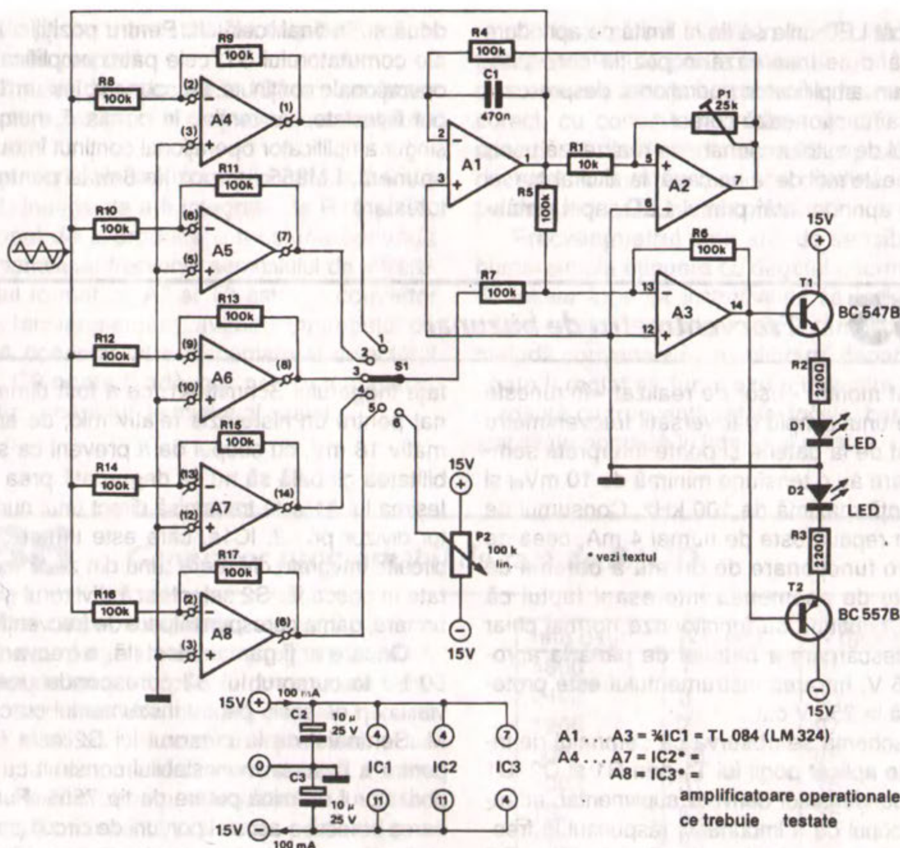
Datorită reacției negative, amplificatorul operațional funcționează ca un filtru trece-jos. Un factor mic al reacției are ca efect o frecvență joasă de baleiere. Banda de trecere a amplificatorului operațional depinde de asemenea de valoarea lui C2: o valoare de 47 n determină un zgomot similar cu bâzâitul unui țânțar sau al unei albine. Diodele D2 și D3 sunt utilizate ca limitatoare pentru intrare. Nivelul de ieșire al generatorului poate fi reglat cu P4.

Consumul de curent nu este mai mare de 10 mA, la 12 V.

284 *Tester pentru amplificatoare operaționale*

Cu testerul propus se pot verifica funcțional toate tipurile de amplificatoare operaționale.

Principiul testerului este extrem de simplu: se aplică o tensiune triunghiulară la intrarea inversoare (–) a circuitului respectiv. Dacă se adună apoi tensiunea inversată cu tensiunea triunghiulară originară, rezultatul ar trebui să fie zero. Orice abatere de la această funcționare



este considerată ca o funcționare defectuoasă și este indicată de una dintre cele două diode electroluminescente (LED). Testerul are, bineînțeles, o posibilitate de autotestare, astfel încât funcționarea sa corectă să poată fi constatată rapid.

Amplificatoarele operaționale A1 și A2 formează un generator de impulsuri triunghiulare. Amplificatorul operațional A1 funcționează ca un integrator: condensatorul C1 se încarcă și, imediat ce tensiunea pe el atinge pragul de blocare al triggerului Schmitt A2, rezistența R4 este conectată la masă și C1 se descarcă până când tensiunea pe el atinge al doilea prag al lui A2, moment în care procesul se reia.

Amplificatorul operațional A3 funcționează ca un etaj sumator a cărui ieșire este transmisă la două tranzistoare ce comandă LED-urile.

Amplificatoarele operaționale care se testează sunt conectate ca inversoare în oricare dintre pozițiile A_{p1} ... A_{p4} sau A_{p5}. În schemă s-a presupus că cele mai des întâlnite amplificatoare au capsule DIL cu 14 pini (de exemplu, TL084 folosit pentru A1 ... A3) sau capsule DIL cu 8 pini (cum ar fi LM355 sau LM387). Pentru capsule diferite, legăturile din figura 1 la amplificatorul operațional ce se testează pot fi modificate corespunzător. Dacă un circuit este defect, ieșirea lui A3 constă dintr-o tensiune triunghiulară suprapusă unui offset (c.c.). Acesta este suficient să polarizeze tranzistoarele de comandă și unul sau amândouă LED-urile să pulseze în ritmul tensiunii triunghiulare. Frecvența semnalului este de aproximativ 10 Hz, dar ea poate fi modificată în oarecare măsură prin schimbarea valorii lui R4 și / sau C1.

Este clar că tensiunea de ieșire a lui A3 trebuie să fie mai mare de ±0,6 V, în caz contrar polarizarea tranzistoarelor fiind prea mică. Din acest motiv, semireglabilul P1 trebuie astfel

reglat încât LED-urile să fie la limita de aprindere atunci când se inserează în poziția corespunzătoare un amplificator operațional despre care se știe că funcționează corect.

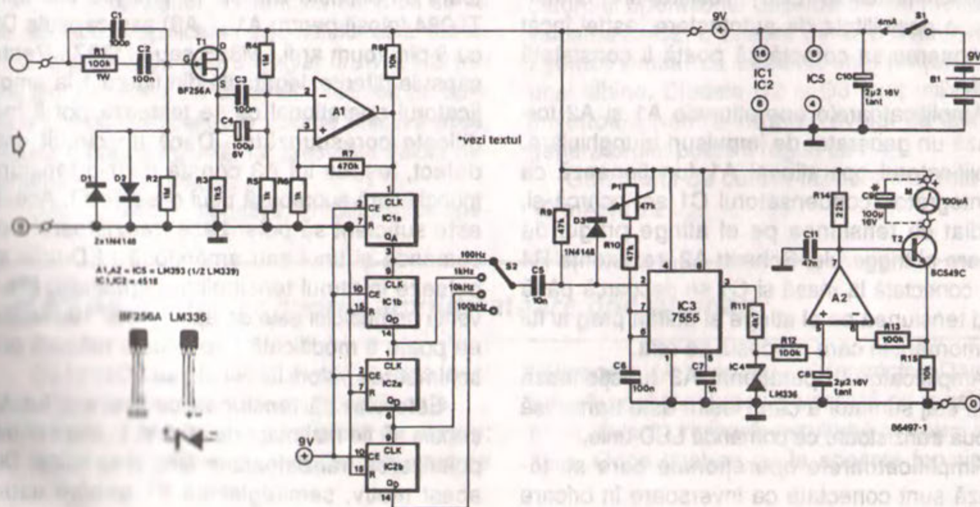
Testul de autofuncționare se realizează ușor: când P2 este rotit de la un capăt la altul al cursei sale, se aprinde întâi primul LED, apoi amândouă și, în final, celălalt. Pentru pozițiile 1 ... 4 ale comutatorului S1, cele patru amplificatoare operaționale conținute, să spunem, într-un TL084 pot fi testate secvențial; în poziția 5, numai un singur amplificator operațional conținut într-un, să spunem, LM355; iar poziția 6 este pentru autotestare.

285 *Frecvențmetru de buzunar*

Acest montaj - ușor de realizat - întrunește cerințele unui simplu dar versatil frecvențmetru alimentat de la baterie și poate interpreta semnalele care au o tensiune minimă de 10 mV$_{ef}$ și o frecvență maximă de 100 kHz. Consumul de curent în repaus este de numai 4 mA, ceea ce asigură o funcționare de durată a bateriei de 9 V. Este de asemenea interesant faptul că montajul continuă să funcționeze normal chiar și la o descărcare a bateriei de până la aproximativ 5 V. Intrarea instrumentului este protejată până la 250 V c.a.

Din schemă se observă că semnalul de intrare este aplicat porții lui T1 prin R1 și C2. C1 este un condensator derivativ suplimentar, adăugat cu scopul de a îmbunătăți răspunsul la frecvențe superioare, în timp ce diodele D1 și D2 montate în conexiune antiparalelă protejează poarta FET-ului împotriva vârfurilor mari de tensiune. T1 funcționează ca un etaj separator în fața triggerului Schmitt A1, ce a fost dimensionat pentru un histerezis relativ mic, de aproximativ 18 mV, cu scopul de a preveni ca sensibilitatea globală să nu fie degradată prea mult. Ieșirea lui A1 este transmisă direct unui numărător divizor prin 2, IC1a, care este urmat de trei circuite integrate divizoare „unu din zece" conectate în cascadă. S2 selectează divizorul și, prin urmare, gama corespunzătoare de frecvență.

Oricare ar fi gama selectată, o frecvență de 50 Hz la cursorul lui S2 corespunde unei deviații cap de scală pentru instrumentul cu cadru, M. Semnalul de la cursorul lui S2 este folosit pentru a bascula monostabilul construit cu temporizatorul de mică putere de tip 7555. Funcționarea corectă a acestei porțiuni de circuit poate fi realizată numai dacă perioada de timp a monostabilului este mai mică decât cea care corespunde frecvenței de cap de scală, adică, 0,5·(1 / 50) s = 10 ms. Din aceste considerente, se



folosește pentru monostabil un timp de 8 ms, în configurația propusă.

Semnalul de ieșire de la IC3 are un factor de umplere proporțional cu frecvența semnalului de intrare.

Impulsurile de la IC3 sunt limitate la 2,5 V_{vv} de IC4, înainte de a fi integrate de R12 și C8, cu scopul de a produce o tensiune continuă proporțională cu frecvența semnalului de intrare. Circuitul format cu A2 și T2 este un convertor simplu tensiune-curent, având instrumentul de 100 μA conectat între alimentare și colectorul lui T2. C9 poate fi adăugat pentru a stabiliza indicația la capătul de minim al scalei.

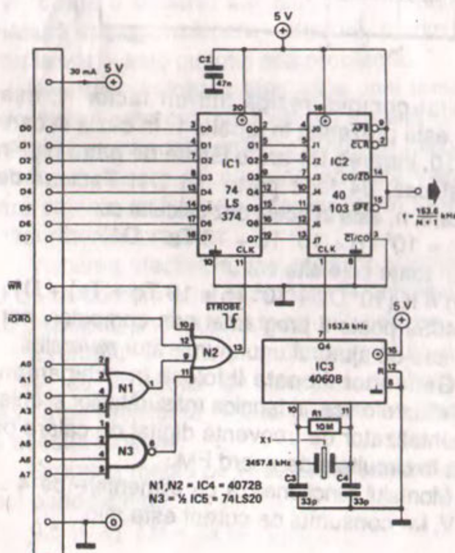
Cu toate că s-a folosit un amplificator operațional LM393, se poate utiliza și unul LM339, care este mai ieftin și funcționează de asemenea corect, cu condiția ca intrările amplificatorului operațional neutilizat din această capsulă să fie conectat la bara de tensiune pozitivă, cu scopul de a reduce la minim consumul lor de putere.

Frecventmetrul este atât de sensibil încât numai simpla atingere cu degetul a terminalului de intrare face ca instrumentul să indice frecvența rețelei. Aceasta este, întâmplător, și o metodă convenabilă de calibrare, deoarece P1 poate fi reglat să furnizeze o indicație în concordanță cu frecvența rețelei locale, care are o stabilitate normală în interiorul a 1%.

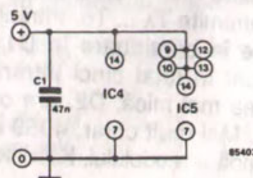
286 Generator programabil de rată de BAUD

Numai câteva computere, cum ar fi Samson 65, vă dau posibilitatea să programați ACIA (adaptor de interfață pentru comunicații asincrone) sau orice altă interfață serială, în cazul în care doriți să conectați o imprimantă și un modem la computerul dumneavoastră. Pentru multe alte microcomputere trebuie să utilizați un montaj suplimentar, ca acela pe care-l propunem în continuare.

rata baud	*N* (zec.)	*N* (hex.)
4800	1	01
2400	3	03
1200	7	07
600	15	0F
300	31	1F
150	63	3F
110	86	56
100	95	5F
75	127	7F
57	167	A7
50	191	BF
45,45	210	D2



Montajul utilizează un numărător invers sincron și presetabil, un circuit integrat CMOS de tip 40103. Un alt circuit integrat CMOS, de tip 4060B, este utilizat ca generator de tact pilotat cu cristal de cuarț. Frecvența cristalului fix, f_x, este de 2,4576 MHz, în timp ce frecvența tactului, f_c, este de 153,6 kHz. Frecvența de ieșire, f_0, a generatorului se calculează cu:



$f_0 = [153,6 / (N + 1)]$ kHz

unde N este echivalentul zecimal al numărului care este aplicat la intrările JØ ... J7 ale lui 40103 (vezi tabelul).

Numărul N este furnizat de computer și apoi închis și memorat de 74LS374.

Tabelul furnizează mai multe rate de baud (inclusiv pentru RTTY - teletype radio) cât și numere zecimale și hexazecimale corespunzătoare. Dacă doriți să translați rata de baud în sus, alegeți o valoare mai mare a ieșirii lui 4060B: de exemplu, ieșirea Q5 pentru o rată maximă de 9600, ieșirea lui Q6 pentru o rată maximă de 19200 ș.a.m.d. Deoarece pentru fiecare din acești pași frecvența se dublează, valoarea corespunzătoare pentru f_0 trebuie folosită în formula dată mai sus, adică 307,2 kHz atunci când se utilizează Q5, 614,4 kHz când se utilizează Q6 ș.a.m.d.

Decodorul de adrese din schemă este adaptat pentru un computer Z80, după cum se poate ușor observa din semnalele de comandă, dar acestea au fost luate pur și simplu ca un exemplu. Semnalul de la magistrala de date este aplicat lui 74LS374 pe frontul crescător al impulsului $\overline{\text{STROBE}}$ de la ieșirea decodorului. Articolele *Address decoding* (*Decodarea adreselor*) și *Memory timing* (*Temporizări pentru memorii*) din numerele din ianuarie și, respectiv, februarie 1984 ale revistei *Elektor Electronics* conțin toate aceste informații pentru proiectarea unui decodor de adrese pentru orice tip de computer.

Decodorul de adrese din schemă este prezentat pentru decodarea adresei hexazecimale FØ. Multe versiuni de BASIC pentru computere Z80 permit programarea generatorului de rată de baud cu instrucțiunea:

OUT 240, N

287 *Generator de impulsuri dreptunghiulare*

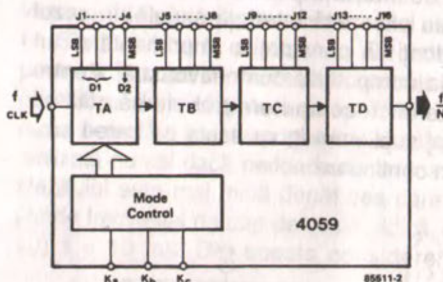
Proprietățile excelente ale numărătoarelor / divizoarelor integrate de tip 4059 nu au fost, până acum, evidențiate în *Elektor Electronics* așa după cum merită. Una dintre aceste proprietăți este de a asigura o rată de divizare cuprinsă oriunde între 3 și 15999, în funcție de nivelul logic la intrările J1 ... J16 și de poziția comutatoarelor S17 ... S19.

Circuitul 4059 este comandat de un oscilator de relaxare N1-N2, care poate fi unul pilotat cu cuarț, în locul celui prezentat în figura 1.

Bistabilul dual tip D, 4013, de la ieșire, este esențial, deoarece lățimea impulsului de la pinul 23 al lui 4059 este comparabilă cu frecvența impulsului de tact.

Bistabilul ne asigură că impulsurile transmise de la pinul 23 sunt reformate sub formă dreptunghiulară. Ieșirea Q a bistabilului are, bineînțeles, frecvența înjumătățită față de trenul de unde furnizat de pinul 23 al divizorului.

Intrările J1 ... J16 ale lui IC2 sunt împărțite în grupe de patru. Informațiile binare la aceste intrări sunt denumite T_A ... T_D. Intrările J1 ... J4 sunt împărțite în continuare în D1 și D2. În concluzie, sunt în total cinci intrări de date, dintre care cea mai mică, D2, are o lățime de numai un bit. Mai mult chiar, 4059 are trei intrări de comandă a modulului, Ka ... Kc, al căror



rezultat compus rezidă într-un factor K, așa cum este prezentat în tabelul 1. În cazul în care K = 10, intrarea D1 are o lățime de patru biți; în acest caz, J4 face parte din D1! Factorul de divizare, n, este în acest caz calculat cu:

$n = 10^3 T_D + 10^2 T_C + 10 T_B + D1.$

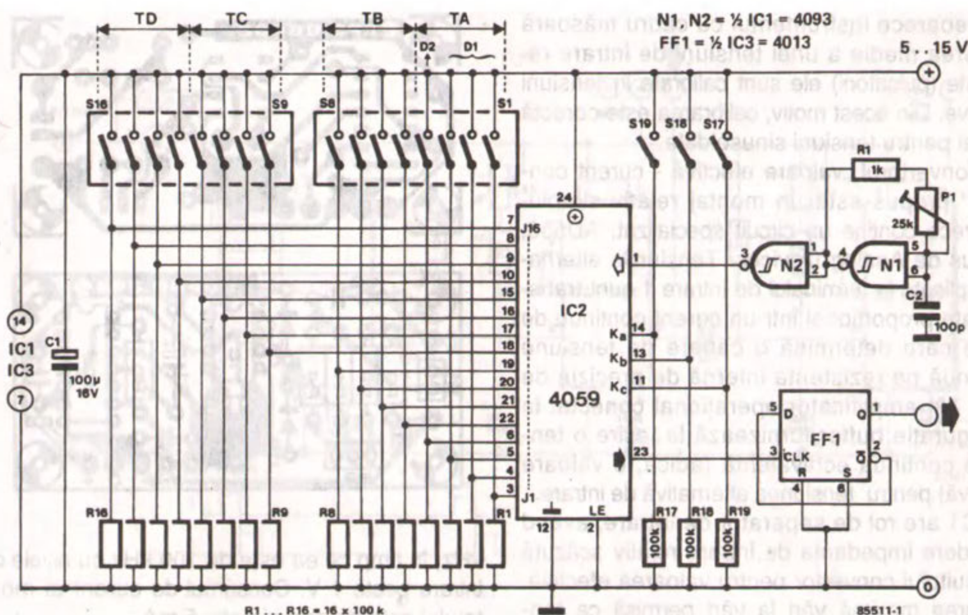
În toate celelalte cazuri:

$n = K (10^3 D2 + 10^2 T_D + 10 T_C + T_B) + D1.$

4059 poate fi programat prin computer, normal sau cu ajutorul unui numărător reversibil.

Generatorul poate fi folosit în echipamentele electrofonice, în tehnica măsurătorilor și chiar ca sintetizator de frecvență digital de calare pe fază în circuitele de acord FM.

Montajul funcționează cu alimentare de 4 ... 15 V, iar consumul de curent este mic.



288 *Convertor valoare efectivă - curent continuu*

Din motive care ne scapă, stabilirea valorii medii pătratice (valoarea efectivă) a unei tensiuni alternative pare a fi dintre cele mai puțin familiare proceduri pentru mulți dintre electroniștii amatori; măsurarea unei tensiuni alternative poate fi ușoară, dar alegerea unității de măsură corespunzătoare - efectivă, medie sau vârf la vârf - este cu totul altă problemă.

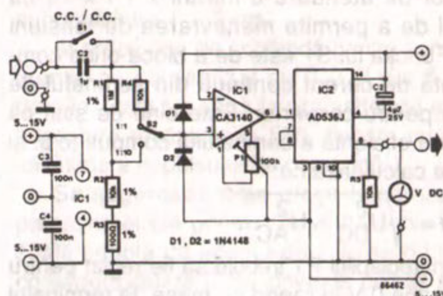
Deoarece valoarea efectivă a unei tensiuni alternative este cel mai frecvent folosită dintre cele trei menționate anterior, anumite mijloace corespunzătoare de a obține această valoare fără calcule ar fi foarte interesante în tehnica măsurătorilor practice.

Valoarea efectivă a unei tensiuni alternative U de la bornele unei rezistențe R echivalează cu dispoziția pe R a unei tensiuni continue.

Exemplu: o tensiune dreptunghiulară de $1\ V_{vv}$ cu un factor de umplere de 50% se aplică pe rezistența R. Găsiți valoarea efectivă a acestei tensiuni.

Disipația medie pe R datorată acestui semnal periodic este:

$0{,}5\ (U_{vv})^2 / R = 1 / (2\ R)$.



Tensiunea continuă care produce aceeași disipație are nivelul de:

$0{,}5\ \sqrt{2} \approx 0{,}71$ V, deoarece:

$P = (0{,}5\ \sqrt{2}\ )^2 / R = 1 / (2\ R)$ [W].

Acesta este, de asemenea, și factorul de conversie pentru obținerea valorii efective din valoarea vârf la vârf, deoarece:

$U_{ef} = \sqrt{0{,}5}\ U^2_{VV} = 0{,}5\ \sqrt{2}\ U_{vv} \approx 0{,}71\ U_{vv}$ [V]

de aceea:

$U_{vv} = 1{,}41 \cdot U_{ef}$

în acest exemplu.

Deoarece instrumentul cu cadru măsoară valoarea medie a unei tensiuni de intrare redresate (pulsatorii) ele sunt calibrate în tensiuni efective. Din acest motiv, calibrarea este corectă numai pentru tensiuni sinusoidale.

Convertorul „valoare efectivă - curent continuu" propus este un montaj relativ simplu, deoarece conține un circuit specializat, AD536, produs de Analog Devices. Tensiunile alternative aplicate la terminalul de intrare 1 sunt transformate proporțional într-un curent continuu de ieșire care determină o cădere de tensiune continuă pe rezistența internă de precizie de 25 k. Un amplificator operațional conectat în configurație buffer furnizează la ieșire o tensiune continuă echivalentă (adică, o valoare efectivă) pentru tensiunea alternativă de intrare.

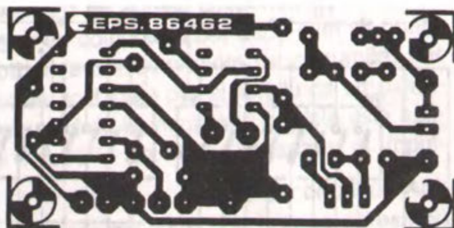
IC1 are rol de separator de intrare, având în vedere impedanța de intrare relativ scăzută a circuitului convertor pentru valoarea efectivă. Valoarea maximă vârf la vârf permisă ca tensiune de intrare pentru AD536 este egală cu nivelul tensiunii de alimentare simetrice. D1 și D2 au fost incluse pentru a proteja IC1 împotriva nivelelor de tensiune care depășesc ±tensiunea de alimentare. S2 funcționează ca un selector de atenuare a intrării x 1 / x 10 cu scopul de a permite manevrarea de tensiuni mari. Funcția lui S1 este de a bloca orice componentă de curent continuu din semnalul de intrare pentru convertor. Este bine de știut că valoarea eficientă a semnalului compus (c.a. și c.c.) se calculează cu:

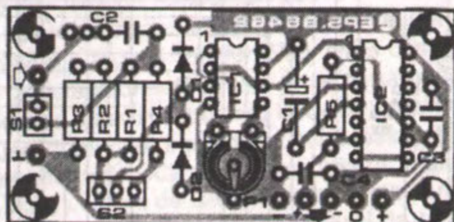
$$U_{ef} = \sqrt{U_{DC}^2 + U_{AC}^2}.$$

Semireglabilul P1 trebuie să fie reglat pentru a se obține 0 V în raport cu masa, la terminalul 6 al lui IC2, atunci când nu se aplică semnal de intrare și cu S2 fixat pe poziția x1.

Convertorul are o precizie de 1% pentru nivelele de tensiune la intrare mai mici de 100 mV și cu o frecvență de până la 6 kHz.

Pentru semnalele până la 1 V, lățimea de bandă este de așteptat să fie de ordinul a 40





kHz, în timp ce ea este de 100 kHz cu nivele de intrare peste 1 V. Consumul de curent al montajului este de aproximativ 5 mA.

Lista de componente:

Rezistențe:
R1 = 1 M, 1%
R2 = 10 k, 1%
R3 = 100 Ω, 1%
R4, R5 = 10 k
P1 = 100 k semireglabil

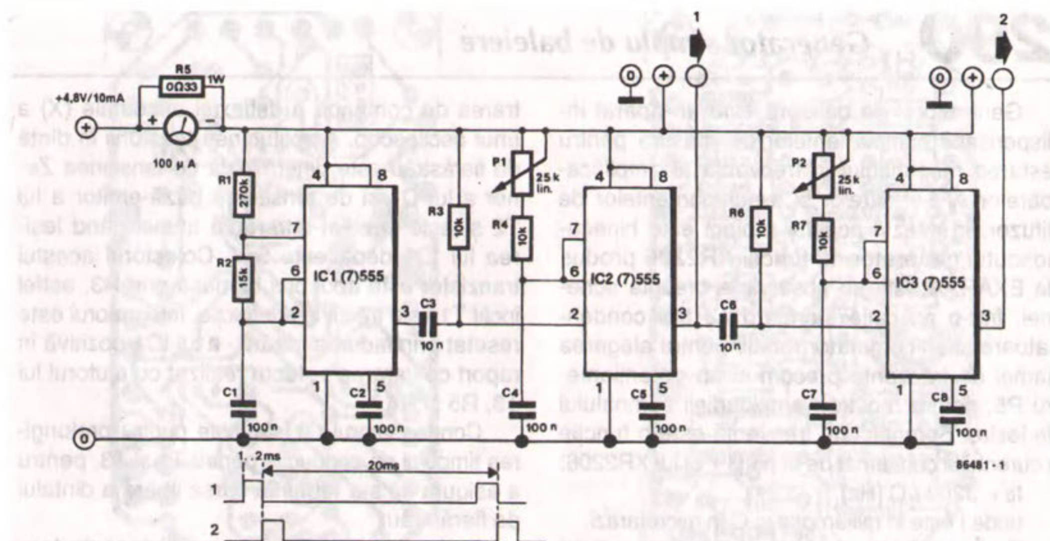
Condensatoare:
C1 = 4,7 μ / 25 V electrolitic
C2 = 1 μ; MKT
C3, C4 = 100 n

Semiconductoare:
D1, D2 = 1N4148
IC1 = CA3140
IC2 = AD536J

Diverse:
S1 = întrerupător miniatură
S2 = întrerupător basculant
placă de circuit imprimat tip 86462

289 *Tester pentru servomotoare*

Montajul este interesant pentru două categorii de cititori: prima, amatori aero / navo / fero-viaro-modele ce protestează împotriva faptului că trebuie să mențină în funcțiune emițătoarele



lor radio o perioadă lungă de timp pentru a face servomotoarele și mecanismele lor să funcționeze așa cum doresc; a doua fiind cea a constructorilor de roboți comandați prin computer ce au în construcția lor servomotoare. Ultimul dintre domeniile de interes este o combinație tipică de mecanică, electronică și soft, iar câteodată se cere cu insistență să poți fi capabil să le comanzi separat, atunci când anumite părți din robot sunt pregătite pentru testare, ceea ce nu ar putea fi realizabil fără scrierea unui program special pentru acel terminal de computer.

Aparatul de testat servomotoarele propus este, după cum se poate observa din schema circuitului, un montaj foarte simplu ce utilizează temporizatoare de tip 555 sau 7555 conectate într-o configurație cascadată, care poate fi extinsă în continuare, dacă se dorește a se comanda mai mult de două servo-uri simultan. Se observă imediat că al doilea și al treilea etaj ale montajului sunt identice.

Primul temporizator, IC1, funcționează ca multivibrator astabil a cărui perioadă de timp a impulsului de ieșire este calculată cu:

$T = 0{,}693 \cdot (R1 + R2) \cdot C.$

Valorile indicate pentru elementele temporizatorului asigură o perioadă de timp a impulsului de la pinul 3 al lui IC1 de aproximativ 20 ms. Frontul crescător al acestei unde dreptunghiulare basculează monostabilul IC2, a cărui lățime a impulsului poate fi reglată cu P1; legătura serie a lui P1 cu R4 asigură o bandă de lățime a impulsului destul de mare pentru cele mai multe dintre servomotoare care, în mod obișnuit, necesită o lățime a impulsului de activare cuprinsă între 1 ... 2 ms.

Al doilea etaj de comandă pentru servo este identic cu cel realizat cu IC2 și pot fi cascadate în acest fel până la opt astfel de etaje de basculare realizate cu 555, fiecare cu propria lui lățime a impulsului de comandă.

Se sugerează a se atașa fiecăruia dintre potențiometrele pentru comanda servo-urilor o scală simplă cu scopul de a avea o indicație corespunzătoare în ce privește poziția laterală sau unghiulară a servo-ului.

Ampermetrul în serie cu bara de alimentare pozitivă oferă o indicație asupra consumului total de curent al servo-urilor, astfel încât se poate detecta repede dacă unul sau mai multe opun rezistență în timpul mișcării. Circuitul de test propriu-zis nu influențează prea mult asupra consumului de curent indicat de aparat – pentru fiecare temporizator 555 sunt necesari 3 mA, în timp ce echivalentul 7555 poate reduce această valoare și mai mult. De aceea, este perfect realizabilă construirea testerului într-o carcasă de aparat portabil și alimentat cu patru acumulatoare NiCd tip R6.

290 *Generator simplu de baleiere*

Generatorul de baleiere este un aparat indispensabil echipamentelor de măsură pentru testarea răspunsului în frecvență al amplificatoarelor AF, al filtrelor și a echipamentelor de difuzor. În miezul acestui proiect este binecunoscutul generator de funcții XR2206 produs de EXAR. Acesta se observă la dreapta schemei, într-o aplicație standard cu trei condensatoare și un comutator rotativ pentru alegerea gamei de frecvență precum și un potențiometru P5, pentru reglarea amplitudinii semnalului de ieșire. Semnalul de frecvență este o funcție a curentului consumat de la pinul 7 al lui XR2206:

$f_0 = 320 \cdot I / C$ [Hz],

unde I este în miliamperi și C în microfarazi.

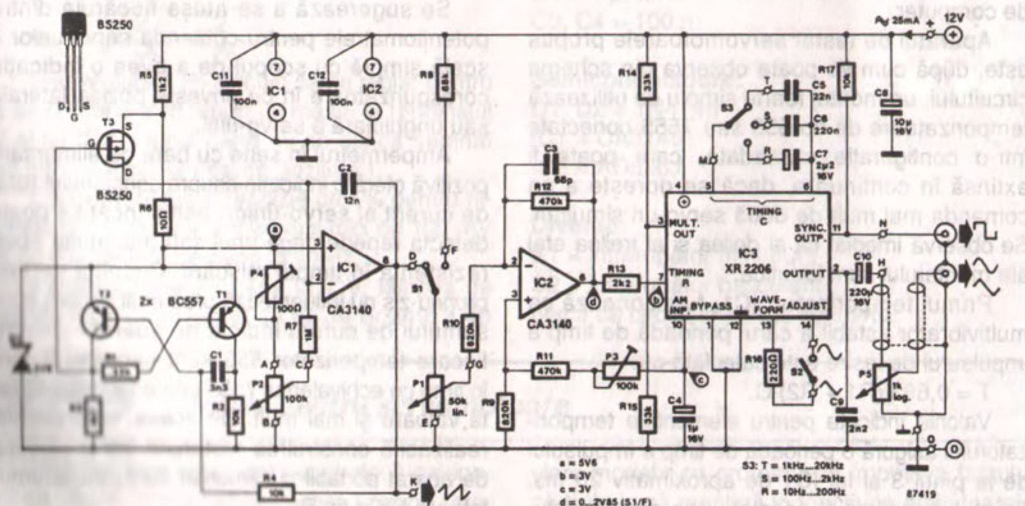
Trebuie observat că pinul 7 este menținut intern la 3 V, tensiune care este disponibilă de asemenea și la pinul 10.

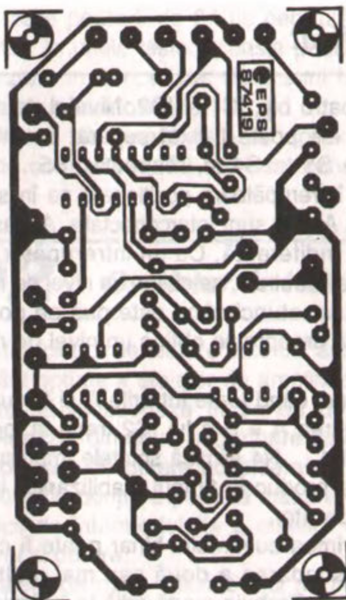
Partea stângă a montajului cuprinde generatorul în dinte de fierăstrău, IC1, și un etaj tampon, IC2. Primul este configurat ca un integrator a cărui perioadă de baleiere depinde de tensiunea la terminalul C. Potențiometrul P2 permite fixarea perioadei de baleiere între 0,01 și 10s - durata maximă fiind fixată cu P4. Tensiunea în dinte de fierăstrău de la pinul 6 al lui IC1 are amplitudine de 5 V_{vv} și poate fi folosită, prin intermediul terminalului K, pentru intrarea de comandă a deflexiei orizontale (X) a unui osciloscop. Amplitudinea tensiunii în dinte de fierăstrău este determinată de tensiunea Zener a lui D1 și de tensiunea bază-emitor a lui T2 și este imediat întreruptă atunci când ieșirea lui IC1 depășește 5 V. Colectorul acestui tranzistor este apoi pus la masă prin R3, astfel încât T1 este trecut în conducție. Integratorul este resetat prin facerea intrării - a lui IC1 pozitivă în raport cu intrarea +, lucru realizat cu ajutorul lui T3, R5 și R6.

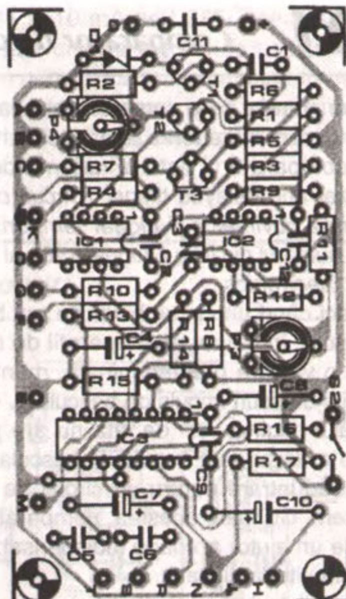
Condensatorul C1 servește pentru prelungirea timpului de conducție pentru T1 și T3, pentru a asigura că s-a terminat cursa liberă a dintelui de fierăstrău.

Potențiometrul P1 este un divizor de tensiune pentru stabilirea amplitudinii dintelui de fierăstrău, și astfel a gamei de baleiere, în timp ce S1 face posibilă (prin poziția F) oprirea funcției de baleiere.

Amplificatorul operațional IC2 este configurat în montaj separator pentru inversarea și atenuarea tensiunii în dinte de fierăstrău, la care se adună de asemenea o tensiune continuă. Ieșirea lui IC2 asigură o tensiune în dinte de fierăstrău cu amplitudine cuprinsă între 0 și 2,85 V, sau, atunci când S1 este în poziția F, o tensiune continuă între aceleași limite. Trebuie







avut în vedere că tensiunea de referință a lui IC3 este de 3 V, iar curentul prin R13, și deci frecvența de ieșire, pot fi modificate cu un factor de 20, care este factorul de deviație maxim accesibil pentru frecvență în toate cele trei domenii. Scala de frecvență poate fi calibrată prin intermediul lui P3.

Lista de componente:

Rezistențe (±5%):
R1 = 22 k
R2, R4, R17 = 10 k
R3 = 4k7
R5 = 1k2
R6 = 10 R
R7 = 1M0
R8 = 68 k
R9, R10 = 820 k
R11, R12 = 470 k
R13 = 2k2
R14, R15 = 33 k
R16 = 220 R
P1 = 50 k potențiometru liniar
P2 = 100 k potențiometru liniar
P3 = 100 k semireglabil
P4 = 100 R semireglabil
P5 = 1k0 potențiometru logaritmic

Condensatoare:
C1 = 3n3
C2 = 12 n
C3 = 68 p
C4 = 1 µ / 16 V, radial
C5 = 22 n
C6 = 220 n
C7 = 2µ2 / 16 V, radial
C8 = 10 µ / 16 V, radial
C9 = 2n2
C10 = 220 µ / 16 V, radial
C11, C12 = 100 n

Semiconductoare:
D1 = diodă Zener 5V6, 400 mW
T1, T2 = BC557
T3 = BS250
IC1, IC2 = CA3140
IC3 = XR2206

Diverse:
S1 = întrerupător miniatură basculant
S2 = întrerupător miniatură
S3 = întrerupător miniatură rotativ cu trei poziții
placă de circuit imprimat tip EPS87419

291 Comparator de cuvinte simplificat

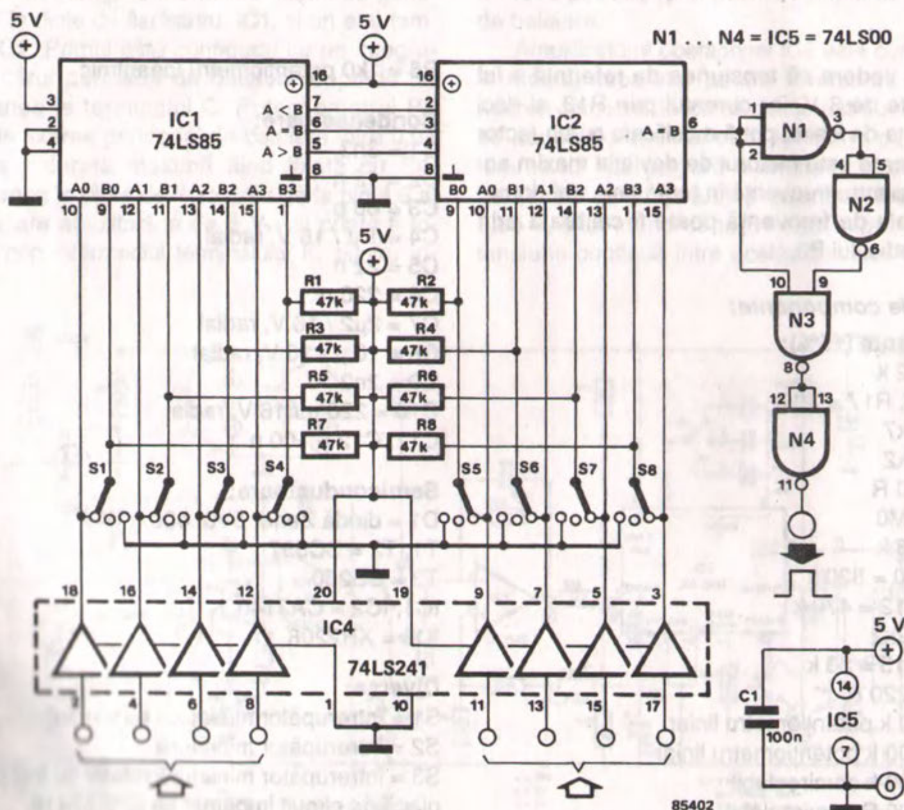
Destinat inițial ca o sursă de basculare pentru osciloscop, în vederea testării circuitelor digitale, comparatorul este o variantă de Word recognizer and delayed trigger (*Circuit de recunoaștere a cuvintelor și trigger temporizat*) publicat în numărul din iulie / august 1981 al revistei *Elektor Electronics*.

Atunci când un circuit binar de opt biți este recunoscut, în timpul unei operații de comparare cu o valoare predeterminată, montajul de față emite un scurt impuls de basculare. Contrar montajului originar, cel de față nu are posibilitatea de a asigura un impuls de basculare temporizat sau intrare pentru un circuit de basculare extern. Cu toate acestea, comparatorul rămâne de un ajutor aproape indispensabil în testarea circuitelor digitale.

Aparatul se bazează pe două comparatoare de patru biți, IC1 și IC2. Nivelul de referință pentru ele poate fi fixat separat cu întrerupătoarele S1 ... S4 și, respectiv, S5 ... S8. Cu aceste întrerupătoare poziționate ca în schemă, intrările A și B sunt interconectate. Aceasta este poziția indiferentă. Cu un întrerupător pus pe poziția sa centrală, se obține un nivel de referință ridicat, iar atunci când este pus pe poziția sa extremă dreapta se obține un nivel de referință scăzut.

Atunci când toate intrările A și B sunt identice, ieșirea A = B a lui IC2 trece în logic sus. Porțile N1 ... N4 elimină scurtele impulsuri false care se produc în timpul stabilizărilor intrărilor în comparator.

Mărimea cuvântului binar poate fi crescută prin cascadarea a două sau mai multe comparatoare. Trebuie avută grijă la întârzierea de



tranziție, care poate fi de 24 ns pentru fiecare comparator. În unele teste, aceasta poate duce la o întârziere inacceptabilă, dacă sunt folosite mai multe comparatoare.

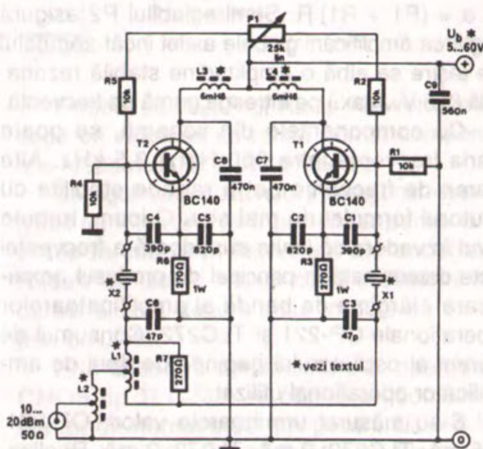
Consumul de curent este de aproximativ 60 mA pe comparator: 32 mA sunt consumați de LS241 și 10 mA de LS85. Aceasta permite să se poată calcula extrem de ușor consumul de curent pentru mai multe comparatoare.

Observați că fiecare circuit integrat adăugat trebuie să fie decuplat separat cu un condensator de 100 nF.

292 *Oscilator de teste RF cu două tonuri*

Acest oscilator de testare este util asigurării funcționării optime a etajelor de amplificare RF proiectate să funcționeze în banda de unde scurte. Realizat din două oscilatoare cu cristal, asigură o ieșire de putere considerabilă (de la 10 la 100 mW) pentru a permite măsurarea caracteristicii de intermodulație a etajelor RF de mare nivel și putere.

Cristalele de cuarț utilizate aici nu servesc numai ca elemente de determinare a frecvenței (2 ... 20 MHz) dar și ca filtre de ieșire care previn ca unul dintre semnalele generate să pătrundă în celălalt oscilator. Ținând cont de acestea, bobinele prevăzute cu prize, L1 și L2, asigură lipsa interferențelor mutuale atunci când oscilatorul este utilizat pentru frecvențe mai mari de 10 MHz. Ambele bobine sunt realizate din 12 spire din fir de cupru emailat cu câte o priză centrală, înfășurate pe un mic tor sau pe un miez corespunzător prevăzut cu întrefier de aer. Ieșiri de amplitudini egale se obțin prin reglarea lui P1.

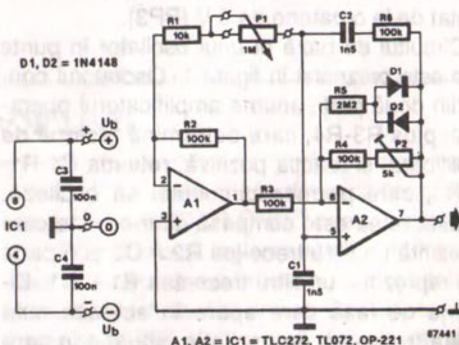


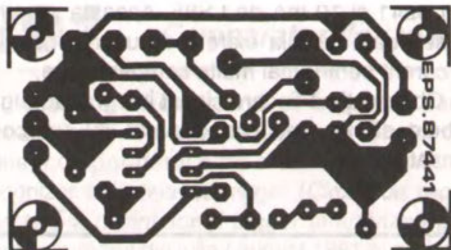
Oscilatorul de test consumă aproximativ 250 mA de la o sursă de 60 V. Aceasta înseamnă că ambele tranzistoare trebuie montate pe radiator iar șocurile L3 și L4 trebuie să fie capabile să suporte aproape 150 mA.

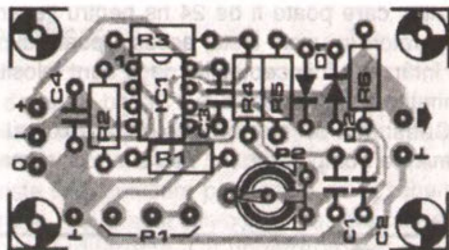
293 *Oscilator variabil în punte Wien*

Un oscilator în punte Wien poate fi făcut variabil prin modificarea simultană a două componente ce dictează frecvența, cu o mare precizie de urmărire. Potențiometrele coaxiale de mare precizie sau condensatoarele variabile sunt oricum foarte scumpe și dificil de obținut. Pentru a evita folosirea unor astfel de componente, acest oscilator a fost proiectat să funcționeze cu un singur potențiometru. Frecvența de ieșire, fo, se calculează cu:

$$f_0 = 1 / (2 \cdot \pi \cdot R \cdot C \cdot \sqrt{\alpha})$$







unde R = R2 = R3 = R4 = R6, C = C1 = C2 și α = (P1 + R1)·R. Semireglabilul P2 asigură reglarea amplificării globale astfel încât semnalul de ieșire să aibă o amplitudine stabilă rezonabilă (3,5 V_{vv}max.) pe întreaga gamă de frecvență.

Cu componentele din schemă, se poate varia frecvența între 350 Hz și 3,5 kHz. Alte game de frecvențe pot fi repede stabilite cu ajutorul formulei de mai sus. Oricum, trebuie avut în vedere că limita superioară a frecvenței este determinată în principal de produsul amplificare - lărgime de bandă al amplificatoarelor operaționale OP-221 și TLC272. Consumul de curent al oscilatorului depinde de tipul de amplificator operațional utilizat.

S-au măsurat următoarele valori: OP-221: 0,5 mA; TLC272: 2 mA; TL072: 2 mA. Realizarea oscilatorului ar trebui să nu ridice probleme, atâta timp cât există o placă de circuit imprimat gata executată.

Lista de componente:

Rezistențe (±5%):
R1 = 10 k
R2, R3, R4, R6 = 100 k
R5 = 2M2
P1 = 1M0 potențiometru liniar
P2 = 5k0 semireglabil

Condensatoare:
C1, C2 = 1n5
C3, C4 = 100 n

Semiconductoare:
D1, D2 = 1N4148
IC1 = TLC272 sau TL072 sau OP-221

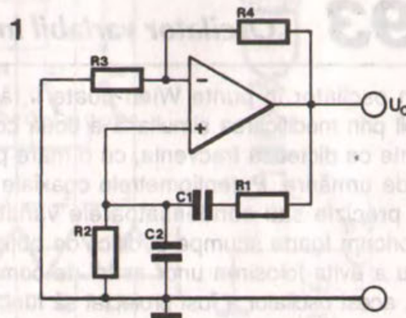
Diverse:
placă de circuit imprimat tip 87441

(PMI Application)

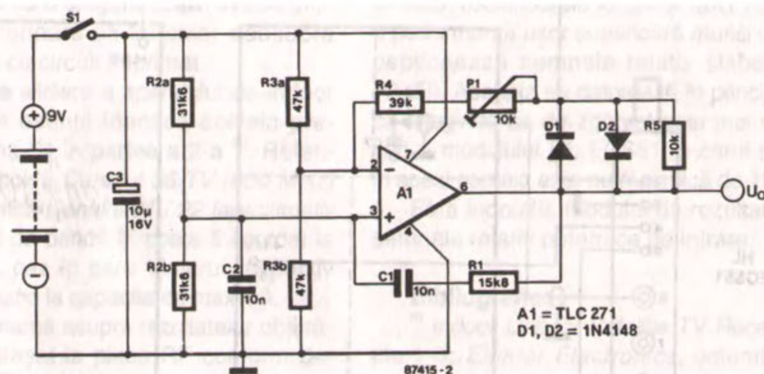
294 *Oscilator în punte Wien*

Acest oscilator AF poate fi construit cu doar o singură componentă activă și consumă așa de puțin curent încât este convenabil să fie alimentat de la o baterie de 9 V (PP3).

Circuitul de bază al unui oscilator în punte Wien este prezentat în figura 1. Oscilatorul constă din două părți, anume amplificatorul operațional plus R3-R4, care determină factorul de amplificare, și reacția pozitivă, rețeaua C1-R1-C2-R2, care permite circuitului să oscileze. Această rețea este compusă dintr-o parte care reprezintă un filtru trece-jos R2 // C2 și o parte care reprezintă un filtru trece-sus R1 + C1. Diferența de fază care apare în acestea este nulă la frecvența de oscilație, situație în care



filtrele formează un divizor de tensiune pur ohmic cu o atenuare de 3. Din această cauză, amplificatorul operațional trebuie să aibă o am-



plificare de 3 pentru a menține amplificarea globală unitară, așa încât oscilațiile sunt întreținute. Frecvența de ieșire, f_0, a oscilatorului este:

$$f_0 = 1 / (2 \cdot \pi \cdot \sqrt{R1 \cdot R2 \cdot C1 \cdot C2}) \quad [Hz]$$

dar numai dacă R1 ≈ R2 și C1 ≈ C2. În schema practică prezentată în figura 2, frecvența de oscilație este de aproximativ 1000 Hz. Atât intrarea inversoare cât și cea neinversoare ale amplificatorului operațional trebuie menținute la jumătatea tensiunii de alimentare pentru a reduce consumul de curent la minim, în cazul în care oscilatorul ar trebui alimentat de la o baterie. Figura 2 prezintă cum se realizează acest lucru în cazul variantei practice a oscilatorului în punte Wien. Aici, rezistențele R2 și R3 din figura 1 sunt R_{2a}-R_{2b} și, respectiv, R_{3a}-R_{3b}, conectate ca divizoare de tensiune. Acest lucru se realizează fără probleme, deoarece sursa de tensiune este un scurtcircuit virtual pentru tensiunile alternative, iar C3 este un dispozitiv efectiv de decuplare. Prin urmare, pentru o tensiune alternativă, rezistențele sunt în conexiune paralelă.

Evident că R_{2a}, R_{2b}, R_{3a} și R_{3b} vor avea de două ori valoarea calculată pentru componentele respective R2 și R3 din figura 1.

Câștigul amplificatorului operațional este reglabil cu P1, care va fi poziționat pentru o oscilație fermă, fără distorsiuni ale undei sinusoidale de ieșire. Atunci când oscilatorul este corect aliniat, distorsiunile trebuie să fie mai mici de 0,1%.

Prin folosirea amplificatorului operațional CMOS tip TLC271, se obține un consum de curent de numai 0,32 mA pentru U_o = 6 V_{vv}. Pentru a reduce consumul de curent la 0,1 mA, se poate folosi un amplificator operațional special de mică putere, cum ar fi tipul OP-22 polarizat cu o rezistență de 1 MΩ. Oricum, acest lucru va determina ca frecvența de oscilație să fie limitată la 1000 Hz datorită reducerii ratei de amortizare la valorile mici de polarizare și care, la rândul lor, dau o creștere puternică a nivelului de distorsiuni.

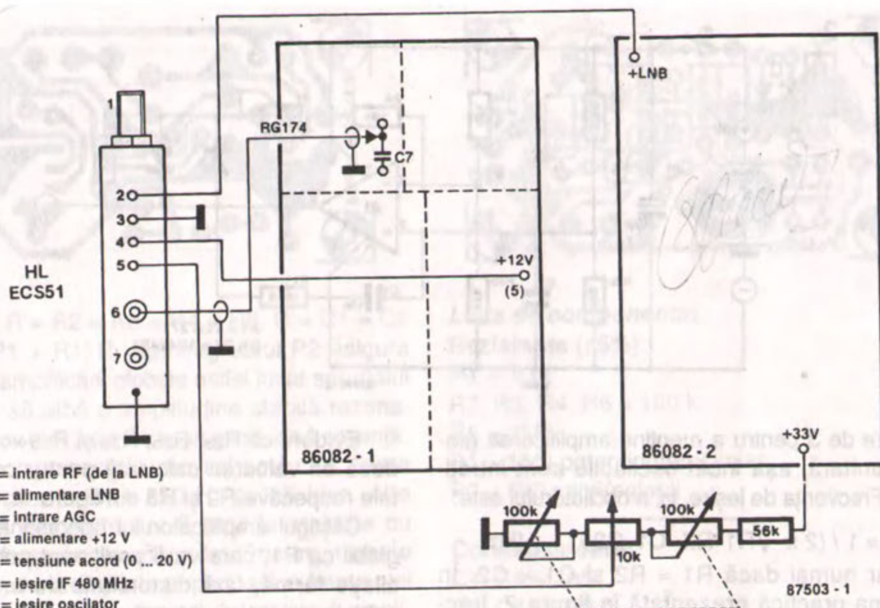
(PMI Application Note AB111)

295 Modul RF pentru INDOOR UNIT

Seria de articole despre recepția TV prin satelit, începută în numărul din septembrie 1986 al revistei *Elektor Electronics*, a întrunit un mare interes din partea cititorilor noștri. Mulți s-au aventurat cu succes în lumea undelor centimetrice și a metodelor de realizare a montajelor SHF, și sunt mândri să privească imaginile produse de o INDOOR UNIT[1] executată artizanal.

Construcția și reglarea etajului de intrare RF cât și a oscilatorului local sunt indubitabil cele mai dificile faze ale proiectului. Oricum, acum este accesibilă o alternativă pentru acei amatori

1

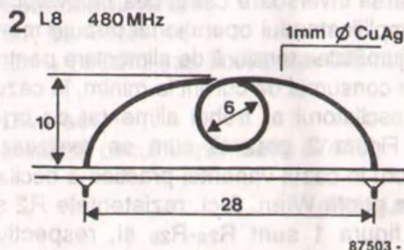


ce ezitau în legătură cu abilitatea lor în manipularea şi tehnicile legate de componentele de foarte înaltă frecvenţă.

Circuitul de acord gata realizat, tip HL ECS51, de origine taiwaneză, care realizează conversia de la 950 ÷ 1750 MHz la 480 MHz este foarte potrivit să preia funcţiile menţionate anterior de pe placa RF (tip EPS 86082-1). Modulul este acordat prin intermediul unei tensiuni cuprinse între 0 şi 20 V şi nu necesită comutator de bandă (H / L). El are o conexiune pentru aplicarea tensiunii de alimentare pentru LNB, şi ajunge la acesta, în mod obişnuit, prin cablul de coborâre. Modulul însuşi este alimentat în mod convenabil de la 12 V c.c. şi consumă aproximativ 100 mA. Intrarea sa RF este o priză tip F.

Figura 1 prezintă conectarea directă a modulului la placa RF din IDU. Pinul 3 al modulului este intrarea AGC, care aici este legată la masă, cu scopul de a se obţine amplificarea maximă. O rezistenţă de 56 kΩ este montată în serie cu tensiunea de acord de +33 V, deja existentă, cu scopul de a se asigura intrarea maximă corectă la pinul 5. Ieşirea de IF a modulului acceptă o mufă obişnuită audio la care se lipeşte o scurtă bucată de cablu coaxial subţire (RG174) pentru conectarea la traseul scurt dintre pinii 3 şi 4 de la MX1 de pe placa RF.

2



Condensatorul de cuplare C7 trebuie lăsat pe loc dar MX1 din etajul de intrare RF împreună cu oscilatoarele locale pot fi omise, deoarece modulul preia toate funcţiile lor. În cazul în care placa RF este complet echipată, se recomandă să scoateţi MX1, R3 şi selectorul de bandă S1. Ecranul dintre etajul de intrare RF şi oscilatoarele locale poate fi de asemenea îndepărtat, dar nu şi celelalte ecrane de pe placă.

Înainte de reglarea aparatului de indoor „modular", frecvenţa intermediară trebuie să fie translatată de la 610 la 480 MHz. VCO-ul din PLL-ul SL1451 poate fi acordat la noua frecvenţă centrală prin creşterea inductanţei L8. Acest lucru se realizează uşor prin realizarea unei noi bobine, ca aceea prezentată în figura 2. Folosiţi aproximativ 5 cm dintr-un conductor Ø 1 mm (SWG20) acoperit cu argint pentru a

realiza o bobină cu o singură spiră, având grijă ca partea ei inferioară să fie chiar deasupra suprafeței plăcii cu circuit imprimat.

Procedura de aliniere a aparatului de indoor modular este în esență identică aceleia prezentate în pagina 54 în partea a 2-a [1]. Referirea din acel articol la *Canalul 36 TV (600 MHz)* va trebui să fie citită *Canalul 21 / 22 (aproximativ 480 MHz)*. Filtrul de bandă IF poate fi acordat la noua frecvență, caz în care trimerul respectiv trebuie fixat aproape la capacitatea maximă.

În final, o remarcă asupra rezultatelor obținute cu modulul atașat la placa RF conform descrierii: placa RF originală și aliniată corect cu BFG65, oscilatoarele locale și MX1 montate dau o performanță ușor superioară atunci când se recepționează semnale relativ slabe (C / N ≤ 12 dB). Aceasta se datorează în principal faptului că imaginea sa de zgomot este mai mică decât cea a modulului HL ECS51, a cărui specificație în acest context este nu mai mică de 15 dB.

Fără îndoială, modulul dă rezultate bune cu semnale relativ puternice de intrare.

Bibliografie:

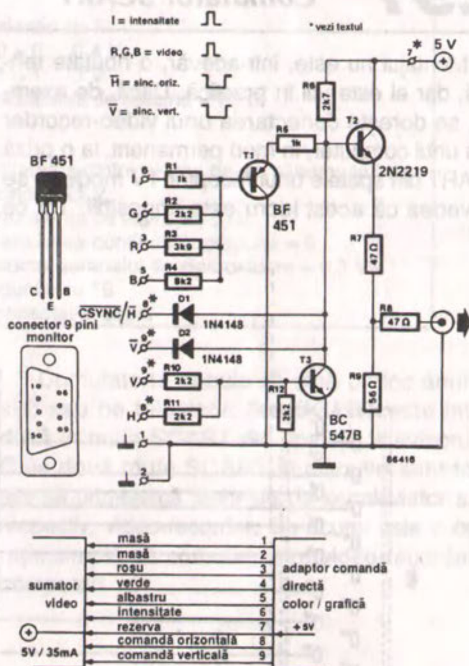
[1] *Indoor Unit for Satellite TV Reception*, părțile 1-3; *Elektor Electronics*, octombrie 1986, precum și următoarele numere.

296 *Sumator video RBG - monocrom*

Acest montaj oferă imagini monocrome impecabile atunci când este comandat de semnale digitale RGB și semnale de sincronizare de la o placă grafică de înaltă rezoluție ca aceea prezentată în numerele din martie 1985 până în noiembrie 1986 ale revistei *Elektor Electronics*.

Tranzistorul T2 din cadrul circuitului sumator / buffer video asigură o impedanță monocromă de 75 Ω protejată la scurtcircuit și un semnal videocompus cu o valoare efectivă de aproximativ 1 V, obișnuită pentru conectarea la un monitor. Combinația dintre un tranzistor PNP și unul NPN, T1 și respectiv T2, pentru amplificarea și însumarea semnalelor video și de sincronizare reprezintă tipic un răspuns bun față de timpii de creștere și de scădere scurți ai acestor semnale, astfel încât asigură o definiție suficientă a imaginii în cazul în care, de exemplu, se afișează un text de 80 de caractere pe linie, sau în cazul aplicațiilor grafice de înaltă rezoluție.

Circuitul de intrare realizat cu T1 și rezistențele de mixare este un convertor D / A în cea mai rudimentară formă: semnalele R, G, B și I sunt aplicate rezistențelor la valori care corespund procentajului de luminanță al fiecărei culori de bază, cu efectul că orice umbră de culoare este reprezentată ca una dintre cele 16 grade de gri de pe monitorul monocrom. Dacă se dorește, rezistența pentru bitul de intensitate poate fi înlocuită cu un semireglabil de 2k5: acest lucru



permite reglarea gradului de intensitate. În cazul în care acest sumator este utilizat cu o interfață video care furnizează numai semnalul video și cel de sincronizare, sau numai semnalele RGB, intrările neutilizate vor fi lăsate pur și simplu neconectate.

Semnalele sincro sunt combinate cu semnalul video în baza lui T2; în funcție de fixarea sistemului, intrarea de sincronizare trebuie să fie ușor modificată.

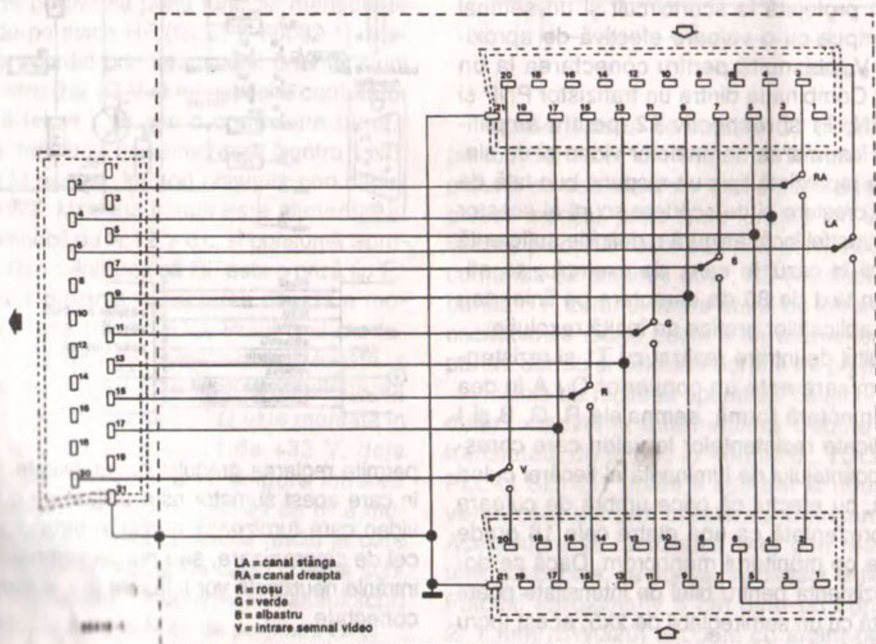
Atunci când este accesibil un semnal inversat CSYNC (sincrocomplex), ca în cazul plăcii grafice din *Elektor Electronics*, toate componentele care țin de intrările de sincronizare pot fi îndepărtate, cu excepția lui D1. Rezistențele R5 și R6 determină nivelul de negru al semnalului videocomplex, la care se adaugă componenta sincro prin D1, care este capabilă să scadă tensiunea pe baza lui T2 la o valoare mai mică decât a nivelului de negru. Dioda D2 permite ca, separat, semnalele de sincro inversate să fie aplicate la sumator, iar T3, R10, R12 și R11 pot fi adăugate pentru sistemele video care dau la ieșire un impuls separat de sincronizare cu front pozitiv.

Sumatorul poate fi utilizat de asemenea cu interfața video inclusă în IBM PC (vezi *Elektor Electronics*, numărul din mai 1985); în cazul în care acest computer este echipat cu o placă video monocromă, mixerul de sincronizare necesită numai D2, R11, R12 și T3. Placa color IBM necesită adăugarea lui R10, în timp ce D2 poate fi îndepărtată. Figura 2 prezintă cum sumatorul video este conectat în mod obișnuit la placa video color IBM. Observați folosirea liniei (7) de rezervă pentru tensiunea de alimentare de +5 V necesară circuitului de sumator.

297 Comutator SCART

Montajul nu este, într-adevăr, o noutate tehnică, dar el este util în practică. Dacă, de exemplu, se dorește conectarea unui video-recorder ȘI a unui computer, în mod permanent, la o priză SCART din spatele unui receptor TV modern, se va vedea că acest lucru este imposibil. Tot ce poate fi făcut este fie să conectăm video-recorderul, fie computerul.

Dar comutatorul SCART propus aici vă oferă o soluție la această problemă. Comutatorul este construit într-o cutie mică de metal (110 x 60 x 30 mm) și constă dintr-un comutator inversor cu



Conector SCART

Pin	Funcția	Valoarea
1	ieșire audio (canal dreapta) sau canal 2	0,5 V pentru impedanță de ieșire ≥ 1 kΩ
2	ieșire audio (canal dreapta) sau canal 2	0,5 V pentru impedanță de intrare ≤ 10 kΩ
3	ieșire audio (canal stânga) sau canal 1 sau mono	0,5 V pentru impedanță de ieșire ≤ 1 kΩ
4	masă audio	
5	masă culoare albastră	
6	intrare audio (canal stânga) sau canal 1 sau mono	0,5 V pentru impedanță de intrare ≥ 10 kΩ
7	componenta albastră	diferența dintre valoarea de vârf și nivelul semnalului de blanc = 0,7 V; impedanța de sarcină = 75 Ω; tensiunea continuă suprapusă = 0...2 V
8	tensiunea de comutare 0 = recepție TV 1 = funcționarea cu aparatele asociate	0 = 0 ... 2 V 1 = 9,5 ... 12 V
9	masă culoare verde	
10	nefolosit	
11	componenta verde	identic cu 7
12	nefolosit	
13	masă culoare roșie	
14	nefolosit	
15	componenta roșie	identic cu 7
16	semnal de blanc 1 = blancare	0 = 0 ... 0,4 V 1 = 1 ... 3 V rezistența de sarcină = 75 Ω
17	masă video	
18	masa semnalului de blanc	
19	ieșire video	diferența dintre nivelul de alb și semnalul de sincro = 1 V; rezistența de ieșire = 75 Ω; tensiunea continuă suprapusă = 0 ... 2 V; numai semnalul de sincronizare = 0,3 V_{vv}
20	intrare video	identic cu 19
21	ecranul carcasei și / sau masă	conectat la șasiu

6 poli, două mufe SCART, o fișă SCART și o bucată de cablu coaxial ecranat. Se vor practica orificii corespunzătoare pentru cele două mufe, ieșirea cablului și comutator. Piesele sunt conectate împreună după cum arată schema alăturată. Fișa SCART este conectată la capătul liber al cablului, care nu trebuie să fie mai lung de 1 m. Conexiunile la mufe și fișă sunt, de asemenea, identificabile în tabel.

Comutatorul trebuie să aibă un loc anume, sub sau pe televizor: fișa SCART este introdusă în mufa SCART din spatele televizorului. Cele două mufe SCART în discuție sunt folosite să primească semnale de la calculator sau, respectiv, video-recorder. De acum, este o operație simplă să comutați între video-recorder și computer!

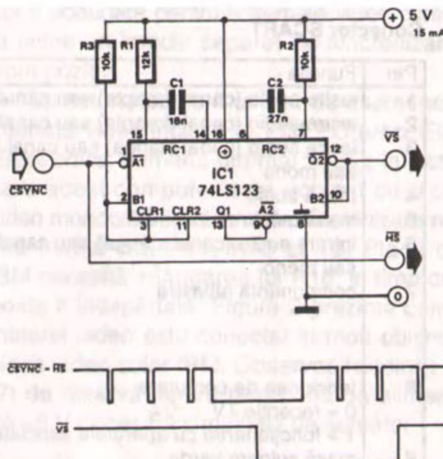
298 Separator de sincronizare I

Multe monitoare au intrări separate pentru impulsurile de sincronizare pentru linie (orizontal) și cadre. În cazul în care computerul dumneavoastră asigură numai impulsuri de sincronizare compuse, montajul descris aici face posibilă desfacerea semnalului de sincronizare compus,

$\overline{\text{CSYNC}}$, în impulsuri pentru linii, $\overline{\text{HS}}$, și cadre, $\overline{\text{VS}}$.

Este posibil să conectăm direct la monitor $\overline{\text{CSYNC}}$ ca impulsuri de sincronizare a liniilor și, din acest motiv, semnalul de intrare $\overline{\text{CSYNC}}$ este conectat direct la terminalul de ieșire $\overline{\text{HS}}$.

Pentru extragerea impulsurilor de sincronizare pentru cadre din semnalul compus, este necesar un monostabil dual retriggerabil, de tip 74LS123. Perioada primului monostabil este puțin mai lungă decât distanța dintre două impulsuri de sincronizare pentru linii. Deoarece monostabilul este rebasculat de fiecare impuls de sincronizare pentru linii, el se inițializează numai în absența unui impuls de sincronizare pentru linii, ceea ce înseamnă la începutul unui interval de blanc. Primul monostabil basculează apoi pe al doilea, care va genera un impuls $\overline{\text{VS}}$ la ieșirea sa $\overline{\text{Q}}$. După trecerea perioadei de monostabil a celui de-al doilea circuit, primul monostabil a recepționat deja mai multe im-



pulsuri de sincronizare, așa încât monostabilul 2 nu este rebasculat până la sosirea unui nou interval de blanc. Rezultatul global este că toate impulsurile de linii au fost înlăturate în timp ce monostabilul 2 furnizează impulsuri de sincronizare pentru cadre.

299 *Separator de sincronizare II*

Multe șasiuri de monitor oferite în mod frecvent de suprastocul de computere din magazine au intrări separate pentru semnalele de sincronizare orizontale și verticale. Multe dintre microcomputerele personale oricum au o ieșire pentru semnal videocomplex, așa că este nevoie de un fel de interfațare pentru a comanda aceste monitoare de ocazie.

Circuitul TBA950-2 este un sincroseparator care este inclus în mod frecvent în șasiul televizoarelor. În această aplicație standard a circuitului, el se pretează să fie comandat de un semnal de revenire obținut de la ieșirea oscilatorului de frecvență pentru linii. Fără acest semnal, care se aplică la pinul 10, impulsul de sincro se va sfârși undeva printre liniile imaginii. Pentru a putea utiliza în cadrul prezentei aplicații circuitul TBA950-2, impulsurile orizontale sunt ușor deplasate cu ajutorul unui multivibrator monostabil dublu, IC2.

Funcționarea circuitului apare clar din diagrama de timp alăturată. Impulsul de ieșire de la TBA950 este destul de lat (26 µs) și frontul său pozitiv basculează primul MMV (Q1) a cărui tranziție negativă a impulsului său de ieșire basculează la rândul său al doilea MMV din capsula 4538. Impulsurile de sincronizare pentru linii necesare monitorului sunt disponibile atât pozitive cât și negative la ieșirile lui IC2, Q2 și respectiv $\overline{\text{Q2}}$.

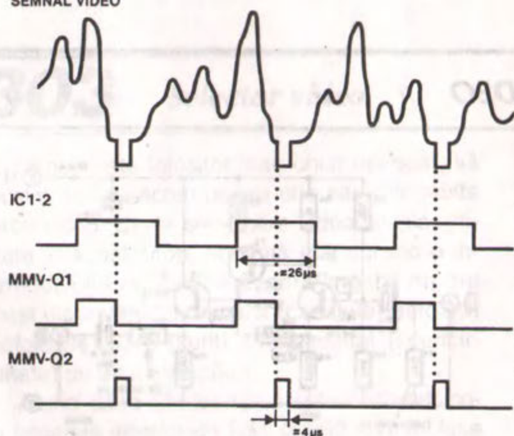
Reglați montajul după cum urmează: fixați P2 pe poziția centrală a cursei sale și reglați comanda pentru frecvență, P1, astfel încât imaginea să fie stabilă. Apoi poziționați imaginea prin reglarea lui P3. Dacă nu se poate obține poziția corectă, comanda de fază, P2, trebuie reajustată cu atenție, urmată apoi de P3. Impulsurile de sincronizare pe verticală sunt disponibile la pinul 7 al lui TBA950-2.

1

* vezi textul

87414-1

2



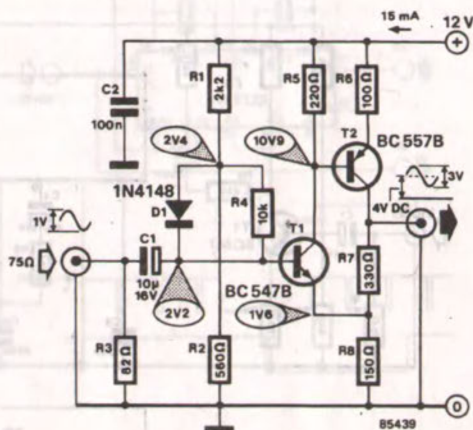
În final: rezistențele și diodele reprezentate cu linie întreruptă sunt necesare dacă intrările monitorului sunt astfel proiectate încât să accepte semnale cu o amplitudine vârf la vârf de 5 V.

300 *Amplificator video pentru televizoare alb / negru*

S-a observat că a devenit foarte obișnuită folosirea televizoarelor portabile, alimentate de la rețea, ca monitoare în sisteme de computer. În articolul *Use your TV receiver as a monitor (Utilizează televizorul ca monitor) Elektor Electronics,* noiembrie 1984, se prezintă un amplificator atotcuprinzător, dar acum propunem unul mult mai simplu.

Pentru a amplifica semnalul video standard de 1 V_{VV} până la nivelul cerut de televizoare, este necesar un preamplificator cu o lărgime de bandă de cel puțin 10 MHz. Prin realizarea îngrijită a prezentului montaj, această lărgime de bandă este garantată și poate fi de până aproape de 20 MHz. Cu o tensiune de alimentare de 12 V, tensiunea continuă de ieșire este de 4 V. Dacă se utilizează alte tensiuni de alimentare, ieșirea de c.c. este adusă la acest nivel prin modificarea corespunzătoare a valorilor pentru R1 și R2 (care formează un divizor de tensiune). Oricum, tensiunea de alimentare nu trebuie să fie mai mică de 10 V și nici mai mare de 15 V. Amplificarea depinde de raportul R7:R8; dacă se dorește o amplificare mai mare, valoarea lui R7 trebuie mărită.

Banda de trecere respectabilă este atinsă datorită valorilor mici ale rezistențelor de bază



și colector: datorită acestui lucru, chiar și tranzistoarele audio pot fi utilizate în acest esențial montaj de HF. În orice caz, frecvența de tăiere a lui BC547 este de 300 MHz și cea a lui BC557 de 150 MHz.

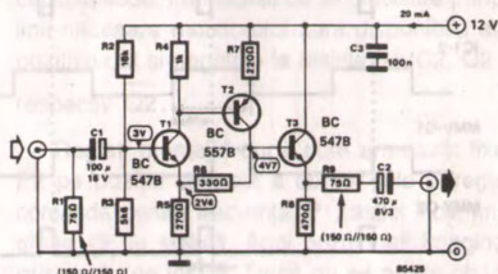
Impedanța de intrare este determinată strict de R3; valoarea sa de 82 Ω este foarte aproape de impedanța necesară dar, dacă vreți cu adevărat să fiți foarte exacți, rezistențe de 75 Ω pot fi găsite în stocuri, sau puteți conecta o rezistență de 100 Ω în paralel cu una de 330 Ω.

301 *Separator / repetor VIDEO*

Acest amplificator video universal este conceput ca separator / repetor într-un cablu coaxial lung, cu scopul de a menține semnalul la un nivel rezonabil. Câștigul său este de aproximativ 6 dB. Montajul este realizat din componente uzuale: câteva tranzistoare și puține alte piese.

Montajul constă dintr-un amplificator cu două etaje, T1 și T2, și un repetor pe emitor care funcționează ca un convertor de impedanță. Lărgimea de bandă la -3 dB nu este mai mică de 20 MHz. Consumul de curent la o alimentare de +12 V este de aproximativ 20 mA.

Sursa de alimentare trebuie să fie stabilizată, pentru a preîntâmpina apariția de linii și



alte zgomote pe ecran.

Montajul separator / repetor se pretează foarte bine a fi conectat cu un *selector video*

prezentat undeva în cadrul acestei cărți. Montajul prezentat aici, fără R1, poate fi folosit ca circuit separator pentru ieșirea inversorului. Impedanța sa de intrare este, în acest caz, de aproximativ 4 kΩ.

302 Amplificator pentru distribuitor video

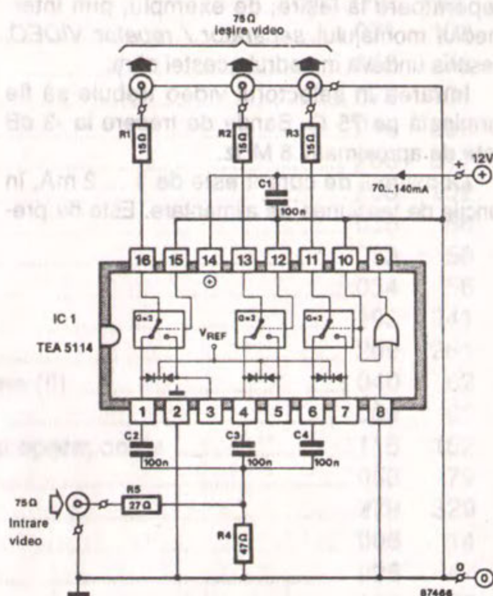
Circuitul TEA5114 produs de Thomson-CSF conține trei comutatoare electronice urmate de un etaj separator / amplificator. În mod normal, amplificarea în tensiune este 2 (6 dB).

Atunci când tensiunea de intrare depășește 1,2 V_{vv}, sau când tensiunea de ieșire depășește 1,5 V_{vv}, un selector intern reduce amplificarea la unitate (0 dB).

Pragul de 1,2 V_{vv} este obținut cu ajutorul unui divizor de tensiune R4-R5 care, de asemenea, formează impedanța de intrare de 75 Ω.

Rezistențele serie R1-R3 asigură o impedanță de ieșire de 75 Ω pentru comanda echipamentelor video prin cablu coaxial standard. TEA5114 poate fi folosit de asemenea ca un selector de sursă video, cu condiția ca fiecare intrare să aibă propria sa rețea terminală de 75 Ω. În acest caz, intrările neconectate trebuie să fie legate la condensatoare de cuplare. Selecția canalelor este realizată prin comandă de nivele logice la pinii 10, 12 și 15.

Observați că nivelul logic 1 (sus) corespunde în acest caz tensiunii de +2,5 V.

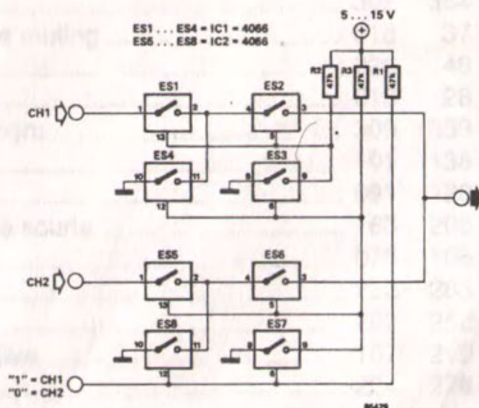


303 Selector video

Uneori este folositor, sau chiar necesar, să folosim același ecran pentru una sau mai multe surse video. Unele selectoare video simple, utilizate în acest scop, prezintă mai curând o intermodulație proastă. Prezentul montaj nu are acest inconvenient: canalul (canalele) nefolosit (nefolosite) este (sunt) scurtcircuitat (scurtcircuitate) cu un întrerupător.

Atunci când CH (canal) 1 este conectat, comutatoarele electronice ES1 și ES2 sunt închise și ES4 deschis.

Celălalt(e) canal(e) este efectiv blocat, deoarece ES5 și ES6 sunt ambele deschise și orice modulație reziduală este scurtcircuitată la masă

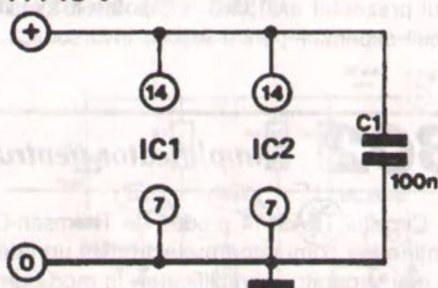


de ES8. Fiecare canal folosește propriul său circuit integrat, așa încât nu există nici un risc de a se produce interferențe între canale prin intermediul capsulei.

Deoarece comutatoarele în conducție au o anumită impedanță, vor fi ceva pierderi atunci când ieșirea este aplicată pe 75 Ω. Din acest motiv, este cel mai bine să introducem circuite separatoare la ieșire; de exemplu, prin intermediul montajului *separator / repetor VIDEO*, descris undeva în cadrul acestei cărți.

Intrarea în selectorul video trebuie să fie terminată pe 75 Ω. Banda de trecere la -3 dB este de aproximativ 8 MHz.

Consumul de curent este de 1 ... 2 mA, în funcție de tensiunea de alimentare. Este de preferat o tensiune mare de alimentare deoarece comutatoarele electronice au, în acest caz, cea mai mică rezistență în stare cuplată.



Index

	Circuit nr.:	Pag:

Index tematic

Audio & HI-FI

Cuprins

Pagina:

Pagina:

Pagina:

Pagina:

Pagina:

Pagina:

Pagina:

Electronică

303

circuite electronice grupate în 10 secțiuni tematice

- Audio & HI - FI
- Automobile și biciclete
- Calculatoare și microprocesoare
- Idei de proiectare
- HF și VHF
- Hobby și amuzament
- Casă și grădină
- Surse de putere
- Aparate pentru testat și măsurat
- TV și video

Un nou volum al seriei *300 Circuite electronice* pentru cei pasionați de electronică.

Din cuprins:

- Protecție pentru difuzor
- Semnalizare pentru oprire și garare
- Tastatură hexazecimală
- Convertor tensiune-curent
- Selector de bandă comutabil
- Exponometru cu extensie
- Detector de fum și gaz
- Protecție pentru baterii
- Tester audio
- Selector video

Electronică 29

Editura Teora
Lei 59 000

ISBN 973-601-857-1

